



# Antenne hélice compacte directive à polarisation circulaire pour dispositif RFID

Narcisse Raimbault

## ► To cite this version:

Narcisse Raimbault. Antenne hélice compacte directive à polarisation circulaire pour dispositif RFID. Traitement du signal et de l'image [eess.SP]. Université de Rennes, 2015. Français. NNT : 2015REN1S009 . tel-01188246

**HAL Id: tel-01188246**

**<https://theses.hal.science/tel-01188246>**

Submitted on 28 Aug 2015

**HAL** is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.



**THÈSE / UNIVERSITÉ DE RENNES 1**  
*sous le sceau de l'Université Européenne de Bretagne*

pour le grade de  
**DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE RENNES 1**  
*Mention : traitement du signal et télécommunications*  
**Ecole doctorale Matisse**

présentée par  
**Narcisse RIMBAULT**

Préparée à l'unité de recherche IETR UMR CNRS 6164  
Institut d'Electronique et de Télécommunications de Rennes  
ISTIC-UFR Informatique Electronique

---

**Antenne hélice  
compacte directive à  
polarisation circulaire  
pour dispositifs RFID**

**Thèse soutenue à Rennes  
le 19 Mars 2015**

devant le jury composé de :

**Xavier BEGAUD**

Professeur, Télécom Paris Tech / *rapporteur*

**Cyril LUXEY**

Professeur, Université de Nice - EPOC / *rapporteur*

**Smaïl TEDJINI**

Professeur, Université de Grenoble - INP / *examineur*

**Jean Marc LAHEURTE**

Professeur, Université de Marne La Vallée - ESYCOM /  
*examineur*

**Christophe LOUSSERT**

Vice président, Tagsys RFID / *examineur*

**Franck DANNUNZIO**

Directeur de développement produit, Tagsys RFID / *examineur*

**Ala SHARAIHA**

Professeur, Université de Rennes1 - IETR / *directeur de thèse*

**Sylvain COLLARDEY**

Maître de conférences, Université de Rennes1 -IETR / co-  
directeur de thèse



# Remerciements

Je tiens tout d'abord à remercier vivement Ala Sharaiha pour m'avoir donné la chance d'effectuer mon stage au laboratoire et par la suite de continuer en thèse. Sa rigueur, son intuition scientifique mêlées à ses qualités humaines furent pour moi des atouts pour mener à bien ce travail. Je remercie également Sylvain Collardey pour son co-encadrement, sa disponibilité et l'aide qu'il m'a apporté tout au long de ce travail.

Je suis honoré que Monsieur Smaïl Tedjini, Professeur à l'Université de Grenoble, ait accepté de présider le jury et d'évaluer mes travaux en tant qu'examineur. J'adresse mes plus sincères remerciements à Monsieur Xavier Begaud, Professeur à Télécom Paris Tech et à Cyril Luxey, Professeur à l'Université de Nice Sophia Antipolis en acceptant de faire partie des rapporteurs. Je ne peux oublier Jean Marc Laheurte, Professeur de l'université de Marne La Vallée qui m'a fait le plaisir d'être membre examinateur.

J'adresse mes remerciements aux membres de Tagsys RFID, et plus particulièrement à Christophe Loussert, qui lui seul a le talent pour mettre en avant de façon théâtrale l'intérêt de ces travaux par de magnifique mise en scène. Je remercie Franck Dannunzio, pour son implication et sa persévérance dans l'élaboration du brevet.

Je souhaite vivement remercier les membres du laboratoire de l'IETR et tout particulièrement Franck avec les débriefings de nos week-ends sportifs respectifs. Je pense aux mécaniciens Christophe, Laurent et Xavier pour leurs précieux conseils et leurs excellentes réalisations. Je pense également aux personnes ayant pu me permettre de réaliser les différentes mesures en la personne de Laurent Lecoq et Jérôme Sol. Je souhaite apporter une attention particulière à Noëlle et Joëlle pour leurs gentillesse et leurs précieuses aides.

Comment ne pas oublier mes plus fidèles supporters que sont Benjamin et Frédéric toujours prêt à venir boire un verre pour la troisième mi-temps. Je souhaiterais remercier chaleureusement Olivier pour ses précieux conseils, son expertise pointue et surtout son esprit plein d'humour durant sons court séjour au laboratoire.

Si le déroulement de la thèse c'est effectué dans les meilleurs conditions, c'est avant tout grâce aux bons moments passés avec mes collègues et amis, Carole, Lilia, Anthony, Jonathan, Antoine, Benji, Bruno, YaaKoub, Yassine, les frangins Olivier et Sébastien, et mes collègues de bureau Nacer, Denys et Mohsen. Mention spéciale pour le grand dadais Adrien, avec qui l'aventure thèse a commencé. Je souhaite grandement remercier François, dont nos chemins se sont croisés en école d'ingénieur pour se poursuivre jusqu'à cet aboutissement.

Merci pour tous ces moments passés ensemble.

Merci également à tous les joueurs du SC Le Rheu rugby, avec qui j'ai passé de très bons moments sur et en dehors des terrains, et où j'ai pu rencontrer mes potes, Marco, Baptiste, David, Alexis, Benji, Nico et bien sûr Mika.

Une pensée toute particulière à la Family et à Alice qui m'ont toujours soutenu et encouragé pour arriver à ce résultat.



# Table des matières

<b>INTRODUCTION GENERALE .....</b>	<b>1</b>
CONTEXTE .....	1
OBJECTIFS .....	2
PLAN DU MANUSCRIT .....	3
 <b>CHAPITRE 1.....</b>	<b>5</b>
<b>RFID ET SYSTEMES ANTENNAIRES ASSOCIES.....</b>	<b>5</b>
I. INTRODUCTION.....	6
II. TECHNOLOGIE RFID .....	6
1. <i>Historique</i> .....	6
2. <i>Domaine d'application de la RFID</i> .....	6
3. <i>Système RFID</i> .....	7
a) Principe de fonctionnement.....	7
b) RFID LF/HF .....	8
c) RFID UHF .....	9
d) Les tags RFID .....	10
e) Lecteur RFID .....	11
4. <i>Antennes pour lecteur RFID</i> .....	12
III. ANTENNES DIRECTIVES A POLARISATION CIRCULAIRE .....	16
1. <i>Réseaux d'antennes</i> .....	17
2. <i>Antennes hélices</i> .....	19
3. <i>Antennes à ouverture rayonnante</i> .....	21
IV. SYNTHESE & CONCLUSION .....	26
REFERENCES .....	28
 <b>CHAPITRE 2.....</b>	<b>33</b>
<b>ANTENNE HELICE ASSOCIEE A UN REFLECTEUR OPTIMAL.....</b>	<b>33</b>
I. INTRODUCTION.....	34
II. ANTENNE HELICE EN MODE AXIAL .....	34
1. <i>Dimensionnement de l'antenne hélice</i> .....	34
2. <i>Influence de la hauteur de l'antenne hélice</i> .....	36
3. <i>Antenne hélice de référence</i> .....	37
a) Coefficient de réflexion .....	37
b) Diagramme de rayonnement .....	38
c) Performances en fonction de la fréquence .....	39
III. ANTENNE HELICE ASSOCIEE A DES REFLECTEURS .....	39
1. <i>Réflecteur planaire</i> .....	39
2. <i>Réflecteur cylindrique</i> .....	40
a) Géométrie de la structure .....	40
b) Etude paramétrique .....	41
c) Influence de la géométrie du réflecteur.....	41

d)	Influence de la hauteur de l'antenne hélice dans la cavité cylindrique .....	43
e)	Diagramme de rayonnement de l'hélice dans le réflecteur cylindrique .....	43
f)	Performances en fonction de la fréquence de l'antenne hélice dans le réflecteur cylindrique .....	45
3.	<i>Réflecteur conique</i> .....	46
a)	Géométrie de la structure .....	46
b)	Etude paramétrique .....	47
c)	Influence de la géométrie du réflecteur conique .....	47
d)	Influence de la hauteur de l'antenne hélice dans le réflecteur conique .....	49
e)	Diagrammes de rayonnement de l'hélice dans le réflecteur conique .....	49
f)	Performances en fonction de la fréquence de l'antenne hélice dans le réflecteur conique .....	50
IV.	ETUDE DU CHAMP ELECTRIQUE POUR LES DIFFERENTS REFLECTEURS ASSOCIES A L'ANTENNE HELICE .....	52
1.	<i>Cartographie du champ électrique</i> .....	52
2.	<i>Variation du champ électrique en 2D</i> .....	53
V.	MESURES DE L'ANTENNE HELICE DANS LES REFLECTEURS CYLINDRIQUE ET CONIQUE .....	55
1.	<i>Réflecteur cylindrique</i> .....	55
2.	<i>Réflecteur conique</i> .....	56
VI.	CONCLUSION .....	59
	RÉFÉRENCES .....	60

## CHAPITRE 3..... 63

### ANTENNE HELICE DANS UNE CAVITE FABRY-PEROT ..... 63

I.	INTRODUCTION .....	64
II.	GENERALITES SUR LES ANTENNES FABRY-PEROT .....	64
1.	<i>Structure d'une antenne à cavité FP</i> .....	64
2.	<i>Modélisation analytique de l'antenne à cavité FP</i> .....	65
3.	<i>Influence des dimensions de la Cavité FP</i> .....	66
4.	<i>Surface Semi-Réfléchissante</i> .....	68
III.	DIMENSIONNEMENT DES ELEMENTS DE L'ANTENNE A CAVITE FP .....	69
1.	<i>Cavité cylindrique</i> .....	69
2.	<i>Antenne hélice de faible hauteur</i> .....	69
3.	<i>Caractérisation de la SSR</i> .....	72
a)	SSR symétrique .....	72
b)	SSR de type grille .....	73
IV.	ASSOCIATION DE LA CAVITE FP ET DE L'ANTENNE HELICE AVEC $N=1,3$ .....	75
1.	<i>Influence de la SSR de type grille</i> .....	75
2.	<i>Optimisation de la cavité FP excitée par l'antenne hélice</i> .....	79
3.	<i>Influence de la hauteur de l'antenne hélice</i> .....	81
4.	<i>Performances de l'antenne optimale</i> .....	82
a)	Coefficient de réflexion .....	82
b)	Diagrammes de rayonnement .....	82
c)	Performances en fonction de la fréquence .....	83
V.	CONCEPTION ET MESURE .....	84
1.	<i>Réalisation du prototype</i> .....	84
2.	<i>Résultats de mesures</i> .....	84
VI.	CONCEPTION DE LA SSR SUR SUBSTRAT .....	87
VII.	MESURE DE L'ANTENNE AVEC LA SSR IMPRIMEE .....	88
1.	<i>Présentation du prototype</i> .....	89
2.	<i>Mesure du prototype</i> .....	90
VIII.	ETUDE DE L'ASSOCIATION D'UNE SSR DE FORTE REFLECTIVITE ET DE L'ANTENNE HELICE DANS LA CAVITE FP .....	92

a)	Coefficient de réflexion .....	95
b)	Diagrammes de rayonnement.....	95
IX.	MESURE DE L'ANTENNE HELICE AVEC CHARGE DANS UNE CAVITE FP DE FORTE REFLECTIVITE.....	96
1.	<i>Présentation du prototype</i> .....	96
2.	<i>Mesure du prototype</i> .....	97
X.	CONCLUSION.....	100
	REFERENCES .....	101
 <b>CHAPITRE 4.....</b>		<b>103</b>
 <b>ANTENNE HELICE DANS UNE CAVITE FABRY PEROT AVEC CMA .....</b>		<b>103</b>
I.	INTRODUCTION.....	104
II.	SURFACE A CONDUCTEUR MAGNETIQUES ARTIFICIEL .....	104
III.	CAVITE FP ET CONDUCTEUR MAGNETIQUE ARTIFICIEL .....	106
1.	<i>Rappel des Généralités de la cavité FP</i> .....	106
2.	<i>Cavité FP avec CMA</i> .....	107
IV.	CONCEPTION DE LA CAVITE FP AVEC CMA .....	108
1.	<i>Objectif</i> .....	108
2.	<i>Antenne hélice compacte</i> .....	108
a)	Les antennes hélices compactes .....	109
b)	Développement d'une antenne hélice compacte .....	110
3.	<i>Caractérisation de la SSR</i> .....	112
4.	<i>Caractérisation de la couche CMA</i> .....	113
V.	CAVITE FP AVEC CMA ET EXCITE PAR UNE ANTENNE HELICE COMPACTE .....	115
1.	<i>Introduction et géométrie de l'antenne</i> .....	115
2.	<i>Optimisation du CMA dans la cavité FP</i> .....	118
3.	<i>Cavité FP avec CMA et antenne hélice optimale</i> .....	119
a)	Coefficient de réflexion .....	119
b)	Diagrammes de rayonnement.....	120
c)	Performances en fonction de la fréquence .....	120
VI.	CONCEPTION ET MESURE .....	121
1.	<i>Illustration du prototype</i> .....	121
2.	<i>Mesure du prototype</i> .....	123
VII.	CONCLUSION .....	125
	REFERENCES .....	126
 <b>CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES .....</b>		<b>129</b>
 <b>ANNEXES .....</b>		<b>133</b>
	ANNEXE A.....	135
	ANNEXE B .....	137
	ANNEXE C .....	141





# Liste des acronymes

CMA	Conducteur magnétique Artificiel
CMP	Conducteur magnétique Parfait
ETC	Electronic Toll Collection
FP	Fabry-Pérot
FSS	Frequency Selective Surface
HF	High Frequency
HIS	High Impedance Surface
ISM	Industrielle Scientifique Médicale
LF	Low Frequency
LHCP	Left Hand Circular Polarization
NLS	Niveau des Lobes Secondaires
PC	Polarisation Circulaire
PLH	Polarisation Linéaire Horizontale
PLV	Polarisation Linéaire Verticale
PRS	Partially Reflective Surface
RE	Rapport d'Ellipticité
RF	Radio Fréquence
RFID	Radio Frequency IDentification
RHCP	Right Hand Circular Polarization
SSR	Surface Semi Réfléchissante
UHF	Ultra High Frequency
SHF	Super High Frequency



# Introduction Générale

## Contexte

Les technologies d'identification par radiofréquence (RFID) sont de plus en plus présentes dans la vie de tous les jours. La RFID est mise en œuvre dans de nombreuses applications pour divers secteurs d'activités. A l'heure actuelle, la RFID atteint un niveau de maturité jamais atteint, avec en perspective une expansion de la technologie dans les années à venir. Malgré l'engouement autour de cette technologie, celle-ci fait face à quelques obstacles. Pour répondre à différentes problématiques, Tagsys RFID a monté le projet SPINNAKER. L'ambition du projet est de lever les limitations technologiques fortes sur différentes thématiques. La première concerne la technologie RFID en bande UHF et SHF, dans laquelle Tagsys RFID souhaite développer des lecteurs RFID fixes et les antennes associées. Le but est d'améliorer la localisation et la détection de tags pour permettre un meilleur suivi logistique et une simplification des inventaires quel que soit l'environnement d'application (entrepôt, hôpital, points de vente). Il souhaite également développer de nouvelles générations de tag RFID. La deuxième composante du projet concerne la technologie NFC (Near Field Communication) qui consiste à identifier un objet ou un sujet à une distance de l'ordre de quelques dizaines de millimètres en HF. L'objectif final est d'augmenter la distance d'identification à quelques mètres. Le dernier axe de recherche porte sur le développement logiciel, pour lequel Tagsys RFID souhaite posséder une plateforme centrale où chacun de ses clients auront un accès, pour une maintenance et une mise à jour des systèmes simplifiée par une base de données de type cloud.

Pour mener à bien le projet OSEO Spinnaker, Tagsys RFID a fait appel à différents partenaires aussi bien industriel qu'académique dont la liste est présentée ci-dessous :



Partenaires du projet Spinnaker

L'ensemble des compétences rassemblées par Tagsys RFID pour SPINNAKER doit permettre de lever les verrous technologiques en RFID afin d'en démocratiser le déploiement. Dans ce cadre de recherche, la société Tagsys RFID a demandée l'expertise de l'Institut d'Electronique et de Télécommunication de Rennes (IETR) afin de développer une antenne compacte et directive pour lecteur RFID en bande UHF.

### Objectifs

L'objectif de l'IETR dans le projet SPINNAKER est de développer une nouvelle génération d'antennes pour lecteur RFID fixe dans la bande UHF (860-960MHz) répondant à différents problèmes. Actuellement, les antennes possèdent des ouvertures angulaires supérieures à 45° ce qui implique de larges zones de couverture. L'augmentation de l'utilisation de tags dans l'industrie entraîne une densification de ces tags dans des espaces restreints. Ces deux contraintes font apparaître lors d'une lecture d'un ensemble de tags, le risque de détecter également des tags « parasites » situés à proximité de la zone de lecture. L'idée est donc d'utiliser une antenne directive pour réduire la zone de lecture et éviter la détection de ces tags parasites.

Pour réduire les zones de couverture, l'antenne à développer devra être directive avec une ouverture angulaire de 30° correspondant à 16dB de directivité. Pour détecter les tags indépendamment de leurs orientations, l'antenne doit être à polarisation circulaire. Il est également recherché le gain le plus élevé possible pour pouvoir alléger les contraintes sur la chaîne d'amplification, et garantir une meilleure détection d'un ensemble de tags. L'antenne finale a pour vocation d'être employée sur des systèmes de portique ou d'être intégrée dans des faux plafonds. Cette intégration ajoute une contrainte supplémentaire sur la hauteur du système antennaire à développer, puisque les faux plafonds ont en général une hauteur de 50cm. Il faut donc que la hauteur de l'antenne soit inférieure à cette valeur. Concernant les dimensions latérales Tagsys RFID n'a pas fait part de limitation stricte. Toutefois, afin de rester dans des grandeurs raisonnables, l'envergure de la solution sera limitée à  $2\lambda$  en bande UHF. Toutes ces contraintes définissent un cahier des charges résumé dans le tableau suivant :

Critères	Valeurs
Fréquence	UHF (860-960MHz)/SHF (5,725-5,875GHz)
Polarisation	Circulaire
Ouverture/directivité	30°/16dB
Gain	16dBic
Dimensions	$2\lambda \times 2\lambda \times \lambda$

**Cahier des charges de l'antenne à développer**

Pour répondre à l'ensemble de ces contraintes, tout en concevant un système compact et faible coût, notre choix s'est porté sur l'antenne hélice. Cette préférence est justifiée par la capacité de ce type d'antenne à rayonner une onde à polarisation circulaire avec une faible ouverture angulaire et un gain élevé dans une large bande passante.

### Plan du manuscrit

Pour plus de clarté et pour distinguer les différents travaux qui ont été entrepris pendant la thèse, le manuscrit est découpé en quatre parties.

Le premier chapitre présente une brève introduction de la technologie RFID en expliquant son fonctionnement et les différentes parties la composant. L'antenne pour lecteur est introduite, ainsi que les différentes technologies actuelles qui sont disponibles sur le marché de la RFID. Ce chapitre est complété par un état de l'art sur les antennes à polarisation circulaire et à grande directivité. La synthèse de cette dernière partie permet de mettre en avant la solution retenue qui est l'antenne hélice.

L'utilisation d'une telle antenne pour obtenir un gain élevé nécessite une hauteur supérieure à la limite imposée dans le cahier des charges. Dans le deuxième chapitre, nous présentons l'utilisation de cavités réflectrices qui permettent d'augmenter le gain et de diminuer l'ouverture angulaire d'une antenne hélice tout en conservant une bonne qualité de polarisation circulaire. Cette technique nous permet de réduire considérablement la hauteur axiale de l'hélice. Des résultats de mesures sont présentés pour valider le fonctionnement de l'antenne en bande UHF (860-960MHz) et SHF (5,8GHz).

Le troisième chapitre met en avant l'utilisation de l'antenne hélice comme source à polarisation circulaire pour une cavité Fabry-Pérot (FP). L'utilisation d'une source 3D dans ce type de cavité n'est pas très répandue. Une étude numérique complète de chaque élément de la cavité FP (SSR, cavité, hélice) est alors nécessaire pour concevoir la nouvelle antenne. Nous montrerons à l'aide d'une étude paramétrique que l'association de l'antenne hélice et de la cavité FP implique de faire un compromis entre la directivité et une bonne qualité de polarisation circulaire. Des résultats de mesures viennent confirmer l'utilisation de l'antenne hélice comme source à polarisation circulaire dans une cavité FP.

Dans le quatrième chapitre, nous présentons une amélioration de la cavité FP par la réduction de la hauteur de la cavité. L'utilisation d'une surface dite Conducteur Magnétique Artificiel (CMA) au sein de la cavité FP permet la diminution de la hauteur d'un rapport proche de deux. La caractérisation de cette surface CMA est présentée. La modification de la hauteur de la cavité impacte directement la hauteur de l'antenne hélice, qui est redimensionnée pour être intégrée dans la structure à cavité. Ce chapitre se termine par la validation expérimentale d'un prototype fonctionnant en bande ISM.

Une conclusion générale vient synthétiser les travaux de cette thèse et présenter les perspectives envisagées.



# Chapitre 1

## RFID et systèmes antennaires associés

### Sommaire

I.	INTRODUCTION.....	6
II.	TECHNOLOGIE RFID .....	6
1.	<i>Historique</i> .....	6
2.	<i>Domaine d'application de la RFID</i> .....	6
3.	<i>Système RFID</i> .....	7
4.	<i>Antennes pour lecteur RFID</i> .....	12
III.	ANTENNE DIRECTIVE A POLARISATION CIRCULAIRE.....	16
1.	<i>Réseaux d'antennes</i> .....	17
2.	<i>Antennes hélices</i> .....	19
3.	<i>Antennes à ouverture rayonnante</i> .....	21
IV.	SYNTHESE & CONCLUSION .....	26
	REFERENCES .....	28



### I. Introduction

Ce premier chapitre a pour but de faire une présentation générale des systèmes RFID et leurs domaines d'applications ainsi que les différentes parties composant le système. Une attention particulière est portée sur les antennes pour lecteur RFID, avec notamment un état de l'art des différentes antennes disponibles sur le marché et dans la littérature scientifique. Cette étude permet de définir les antennes pouvant répondre aux besoins du projet Spinnaker.

### II. Technologie RFID

#### 1. Historique

Le premier système d'identification par radio fréquence (Radio Frequency Identification : RFID) est apparu pendant la seconde guerre mondiale dans les années 1940. Cette première application est connue sous le nom « Identification Friend or Foes » (IFF), celle-ci permettait de faire la différence entre les avions amis et ennemis. Le premier article décrivant le principe d'identification par radio fréquence a été écrit en 1947 par Stockman [1]. Les premières applications commerciales apparaissent dans les années 1960, avec le système d'antivol EAS (Electronique Article Surveillance). Dans les années 1980, les systèmes à courte portée font leurs apparitions dans les domaines d'identification du bétail et de produits industriels. Il s'en suit une véritable expansion dans les années 1990 avec les portiques autoroutiers automatiques. C'est également dans les années 1990 que les premiers articles sur la RFID font leurs apparitions [2]. Depuis le début du 21<sup>ème</sup> siècle, la RFID profite de la miniaturisation des puces électroniques, et de la réduction des dimensions des antennes, pour voir son utilisation se répandre dans divers domaines d'applications, tels que la sécurité des biens et des personnes, la santé, la logistique, la gestion de stock... Différents exemples d'applications sont présentés dans la partie suivante.

#### 2. Domaine d'application de la RFID

La technologie RFID est présente dans les domaines des points d'accès et du paiement. Ces domaines d'application sont souvent dotés de tags sous forme de badge, pour contrôler l'accès dans des bâtiments ou pour les transports. La RATP utilise la technologie d'identification radiofréquence à travers son passe sans contact Navigo. Toujours dans le domaine du paiement, les portiques autoroutiers (Electronic Toll Collection : ETC) se démocratisent de plus en plus sur nos autoroutes. Le tag RFID est positionné sur le véhicule d'un abonné, ce qui permet d'automatiser le paiement et ainsi fluidifier le trafic routier.

La RFID est également présente dans le domaine de la traçabilité. Cette technologie permet à des entreprises telles que les aéroports, de gérer le transfert des bagages et des colis. L'aéroport Charles de Gaulle est équipé de RFID pour réguler le flux des taxis sur certains de ses terminaux. La RFID est également utilisée chez des commerçants de prêt à porter. Chaque vêtement du magasin est étiqueté, ce qui permet d'obtenir des informations sur l'évolution des stocks au gérant. Le deuxième

avantage de la RFID est la possibilité d'établir un inventaire en quelques heures et ce sans main d'œuvre supplémentaire ce qui permet une gestion des coûts plus avantageuse.

Le domaine du service fait également appel à la technologie RFID. En effet, elle est utilisée depuis un certain temps dans les bibliothèques. Cela leur permet de réguler les prêts et la demande de livres. Le tag collé dans ou sur le livre permet également de protéger le livre contre le vol. La santé est un autre domaine où la RFID est très présente, comme en témoigne la tenue d'une conférence à ce sujet en 2012 [Nice RFID TA 2012]. Cela se concrétise par une meilleure sécurité des patients, qui à leur entrée en soin sont équipés de bracelet RFID transmettant des informations sur leur état de santé. Cette technologie fonctionne également au domicile du patient ce qui permet de réduire le taux d'occupation des chambres d'hôpital. On retrouve également la RFID dans la gestion des poches de sang, avec des tags semi-actifs utilisés comme capteur pour vérifier le respect de la chaîne de froid.

Tous ces domaines d'applications sont fondés sur le même principe de fonctionnement expliqué dans la suite du manuscrit.

### 3. Système RFID

#### a) Principe de fonctionnement

La technologie RFID est une technologie sans fil constituée d'un identifiant appelé « tag » ou « étiquette » et d'une station de lecture définie par le terme « lecteur ». Le lecteur est composé d'une station de base reliée à une base de données et d'une antenne émettrice-réceptrice. Le lecteur émet une onde radio fréquence (RF) pour alimenter le ou les tags se trouvant dans sa zone de lecture. Le tag pourvu d'une antenne utilise l'énergie de l'onde RF pour retransmettre son identifiant vers le lecteur. La Figure 1 présente ce principe de fonctionnement de la RFID.

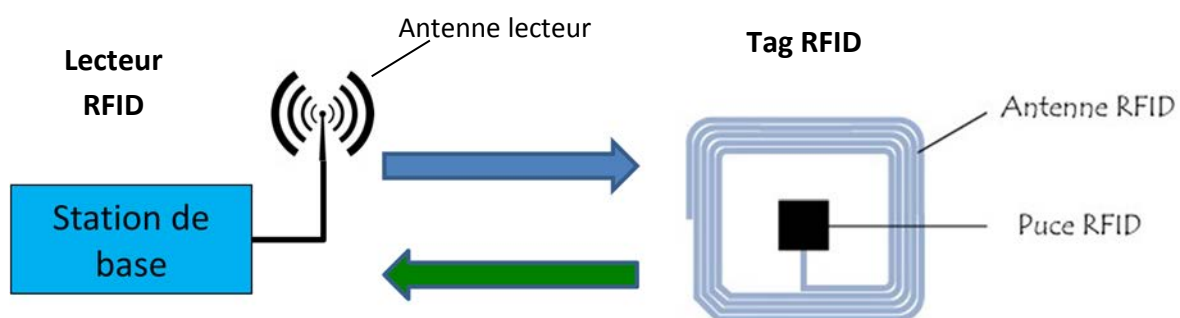


Figure 1 illustration du fonctionnement d'un système RFID

La voie descendante concerne l'interrogation du lecteur vers le tag par une onde RF. Quant à la voie montante, il s'agit de la transmission de l'identifiant contenu dans le tag vers le lecteur.

L'identifiant du tag est contenu dans une puce, qui sera alimentée par l'énergie recueillie par l'antenne de ce même tag. Cette antenne renvoie ensuite l'information d'identité vers le lecteur. L'établissement du dialogue entre le lecteur et le tag, a lieu sur une fréquence dépendante de l'application. Nous verrons différents exemples dans la suite du manuscrit.

Les différentes parties du lecteur et du tag sont présentées individuellement dans la suite du manuscrit.

Pour établir la communication entre le lecteur et le tag par radiofréquence, la technologie RFID utilise des bandes de fréquences allouées. Le spectre électromagnétique pour les technologies RFID (Figure 2) est scindé en deux catégories, le champ proche en bande LF (Low Frequency) et HF (High Frequency) et le champ lointain UHF (Ultra High Frequency)/ SHF (Super High Frequency).

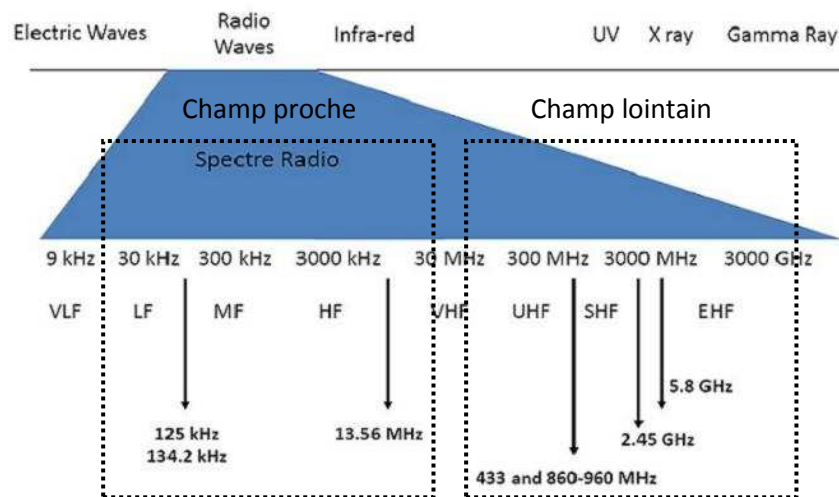


Figure 2 Spectre électromagnétique de la RFID [3]

Au regard de ce spectre de fréquence, il est remarqué que la longueur d'onde varie de 2,5km (125kHz) à 5cm (5,8GHz). Du fait de l'étalement de la longueur d'onde, chaque bande de fréquence se voit attribuer une technologie de tag et de lecteur différents. Nous détaillons ci-dessous les différentes bandes de fréquences utilisées en RFID [4].

### *b) RFID LF/HF*

Dans les systèmes utilisant le champ proche, la technologie RFID utilise les bandes de fréquences LF (125kHz-134,2kHz) et HF (13,56MHz). Quelques applications champ proche utilisent également la bande UHF. Les systèmes de communication champ proche se font principalement par couplage magnétique ce qui impose l'utilisation d'antennes boucles, pour les tags et les lecteurs. L'avantage de l'échange de données en couplage magnétique se situe au niveau de la lecture des tags sensible à l'environnement. Le système champ proche est utilisé dans les applications de types automobiles avec des systèmes anti-démarrage, ou des applications utilisant les cartes à puce, telles que les contrôles d'accès à des bâtiments ou les cartes de paiement. Différents tags à antennes boucles utilisés en champ proche sont illustrés sur la Figure 3.

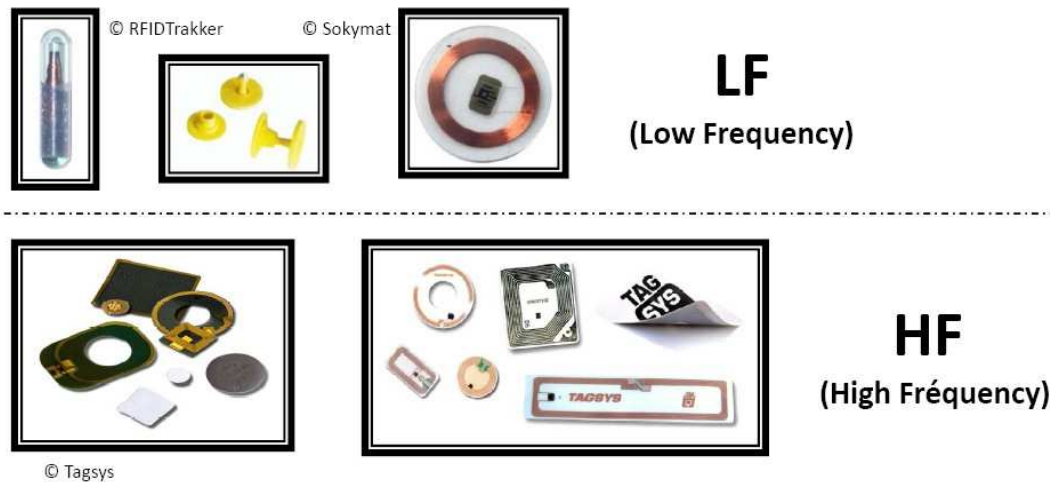


Figure 3 Exemple de tags pour applications en champ proche [3]

### c) *RFID UHF*

Les systèmes utilisant la zone propagative du champ électromagnétique (champ lointain) permettent d'établir des communications sur des distances de plusieurs mètres (>10m), et ainsi répondre aux besoins du projet Spinnaker. Contrairement aux systèmes champ proche, les tags utilisent des antennes classiques, principalement sous la forme de dipôle, fonctionnant aux fréquences UHF (433MHz, 860-960MHz) ou SHF (2,45GHz et 5,8GHz). Les applications visées sont principalement l'identification et la traçabilité comme le suivi des bagages dans les aéroports. Différents tags UHF de plusieurs fabricants sont présentés sur la Figure 4.

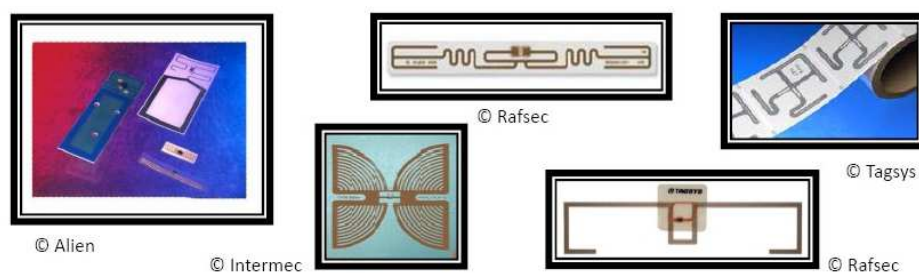


Figure 4 Exemple de tags pour applications en champ lointain [3]

Le fonctionnement de la technologie RFID est soumis à des normes qui sont régies par l'ISO (International Organization for Standardization). Ces normes permettent de définir les protocoles de communication et également de statuer sur les puissances d'émission pour des raisons de sécurité sanitaire et de cohabitation technologique. Les limitations de puissance pour les applications en champ lointain sont différentes selon la zone géographique. Les différentes limites en puissance dans la bande RFID UHF sont présentées sur la Figure 5.

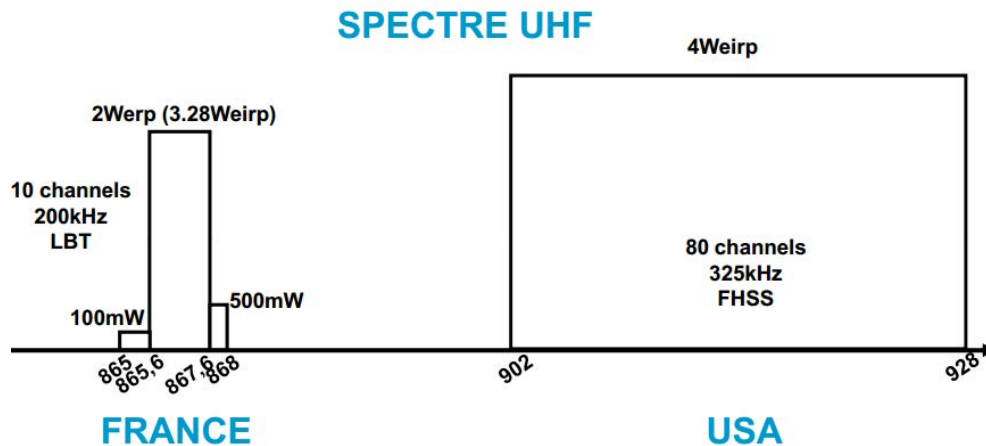


Figure 5 Limite de puissance selon en RFID UHF pour la France et les Etats Unis [3]

#### d) Les tags RFID

Sur les Figure 3 et Figure 4, différents tags sont présentés en fonction de la bande de fréquence utilisée. Ces mêmes tags peuvent être classés selon un aspect technologique. En effet, selon les applications visées les tags doivent répondre à des besoins différents. Les différentes classes de tags sont présentées ci-dessous.

- Tags passifs

Le tag passif est le tag le plus utilisé dans l'industrie RFID. Ceci est principalement dû à son faible coût et à sa facilité de fabrication. Le tag utilise l'onde RF reçue du lecteur pour alimenter la puce et rétro-module cette onde pour renvoyer son identifiant. L'inconvénient de ce type de tag est leurs utilisations à faible distance (<10m).

- Tags semi-actif, semi-passif

La deuxième catégorie de tag concerne les tags semi-actifs. Ils comportent une batterie afin d'alimenter la puce du tag. L'information est renvoyée de la même façon qu'avec un tag passif c'est-à-dire par rétro-modulation. Le dialogue entre un lecteur et un tag semi-actif peut aller jusqu'à 100m dû au seuil de sensibilité plus faible que pour les tags passifs. La majeure partie des tags semi-actifs sont utilisés en tant que capteur afin de renvoyer une information sur le milieu dans lequel ils se trouvent.

- Tags actifs

Les tags actifs sont dotés d'une source d'énergie qui leur permet d'alimenter leur chaîne de transmission RF. L'avantage de ce type de tag est de permettre des communications de plus de 100m [5]. Leur inconvénient réside dans le coût et la durée de vie limitée de la batterie embarquée. Ces tags trouvent leurs places dans des applications de surveillance à la personne et de traçabilité logistique.

Les différents types de tags sont classifiés selon la figure suivante.

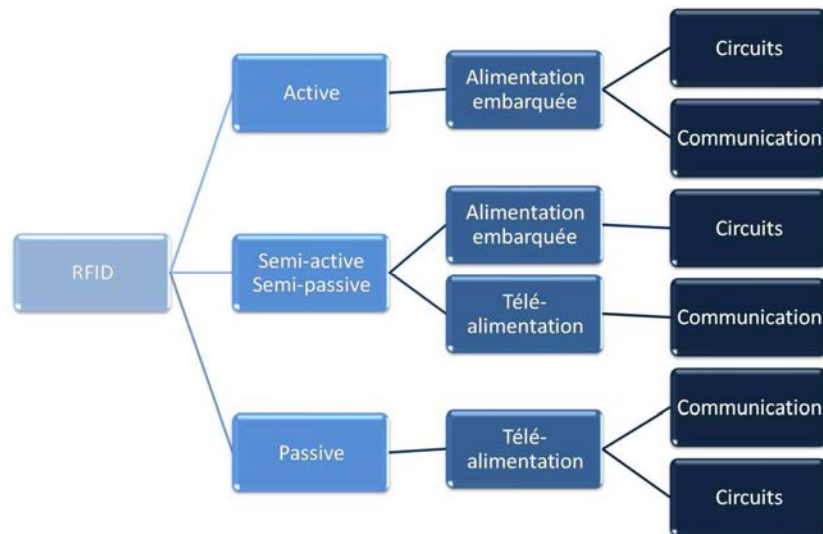


Figure 6 Classification des tags [3]

Après avoir présenté les communications RFID en champs proche et lointain ainsi que la partie tag, il reste à identifier la partie lecteur d'un système RFID.

### e) *Lecteur RFID*

Selon les applications visées, le lecteur RFID peut se présenter sous deux formes : portable ou fixe.

- **Lecteur portable**

Les lecteurs doivent être peu encombrants pour être maniés par un utilisateur. Ils sont composés d'une antenne et d'un système d'exploitation qui permet d'identifier les tags. Un lecteur portable développé par l'entreprise Intermec est présenté sur la Figure 7.



Figure 7 Lecteur portable RFID, "intermec" [6]

Ce lecteur portable est composé d'une antenne hélice avec un gain de 6dBi et un rapport d'ellipticité de 2dB. Les antennes de ces lecteurs doivent donc être les plus intégrables possibles. Ces lecteurs sont utiles lorsque l'on doit lire un nombre restreint de tags, lors d'un inventaire en magasin par exemple. Mais pour des applications industrielles utilisant des milliers de tags, l'utilisation d'un lecteur fixe est plus appropriée.

- **Lecteur fixe**

Le lecteur RFID fixe est implanté dans des systèmes de portique à travers lesquels les tags transitent. Pour pouvoir détecter les tags, l'antenne du lecteur doit respecter un cahier des charges : une polarisation circulaire, un rayonnement directif avec de faibles lobes secondaires afin de ne pas détecter des tags à proximité de la zone de lecture et un gain suffisamment élevé pour pouvoir détecter les tags à une distance raisonnable.

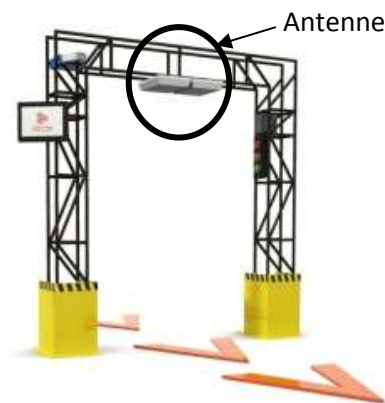


Figure 8 Portique RFID de l'entreprise IRIS-RFID

#### 4. **Antennes pour lecteur RFID**

Le Tableau 1 présente deux antennes commercialisées pour lecteur RFID UHF. La première fonctionne dans la bande US avec un gain de 11dB. Les dimensions sont de  $1,5\lambda$  en longueur et  $\lambda$  en largeur. La seconde antenne présente un fonctionnement pour la bande européenne, avec le même gain et pratiquement les mêmes dimensions.



 <p>Huber+suhrner</p>	Donné technique		
	SPA 915/63/11/0/RCP		
	Bande de fréquence	[MHz]	902-928
	Gain	[dBi]	11
	Rapport d'ellipticité	[dB]	3
 <p>Kathrein</p>	Donné technique		
	52010086		
	Bande de fréquence	[MHz]	865-870
	Gain	[dBi]	11
	Rapport d'ellipticité	[dB]	2
	Dimension	[mm]	557×262×59

Tableau 1 Diverses antennes disponibles sur le marché RFID

Ces antennes sont constituées de réseaux d'antennes patches qui nécessitent une architecture d'alimentation complexe. De plus cette technologie est faible bande ( $< 3\%$ ) et ne peut couvrir la totalité de la bande mondiale UHF dédiée à la RFID (860-960MHz). Ces antennes présentent un gain de 11dB pour des dimensions d'antennes de  $1,8\lambda \times 0,9\lambda$ .

Dans la suite, nous présentons quelques antennes pour lecteur RFID issues de la littérature scientifique, nous avons ressorti les antennes les plus intéressantes en termes de gain et de bande passante. Ces antennes sont généralement constituées de patches, alimentés en quadrature de phase afin d'obtenir une polarisation circulaire [7]. D'autres solutions consistent à alimenter un patch par des lignes micro ruban ou par des câbles coaxiaux [8]-[10]. Par exemple dans [11], les auteurs proposent d'utiliser un patch avec quatre fentes en forme de sablier. Le patch est excité en quadrature de phase pour générer une polarisation circulaire. L'antenne est présentée sur la Figure 9.

L'antenne présente une polarisation circulaire dans la bande 860-935MHz et un gain moyen dans la bande (860-940MHz) de 7,5dB. Cependant cette technologie est limitée par son gain trop faible et sa bande passante limitée en gain et en polarisation qui ne répondent pas notre cahier des charges.



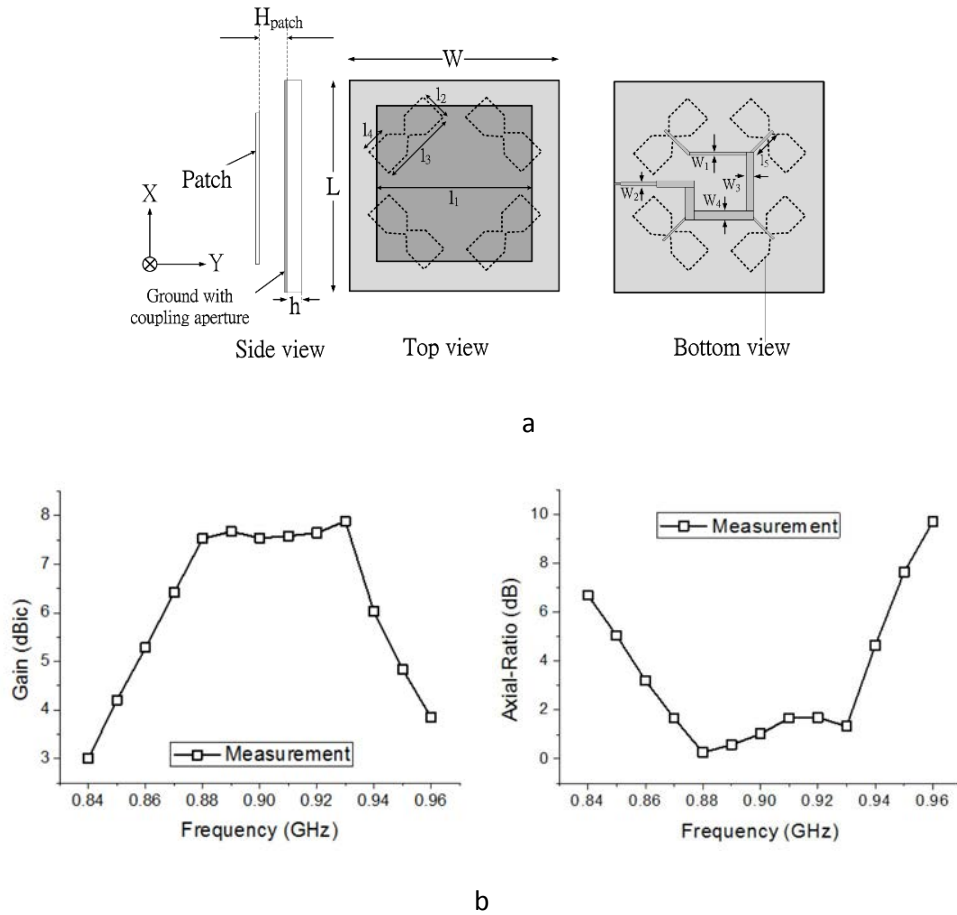


Figure 9 Géométrie de l'antenne (a), Performances de l'antenne en mesure (b)

L'étude [12] présente une antenne pour lecteur RFID, avec une technique d'excitation permettant d'élargir la bande de fonctionnement de l'antenne notamment pour le rapport d'ellipticité. Cette technique d'excitation est basée sur une ligne méandree (Figure 10). Cette configuration permet d'obtenir une bande passante de 8% en polarisation circulaire (860-930MHz) avec un gain maximal de 8,86dB dans cette même bande (Figure 11).

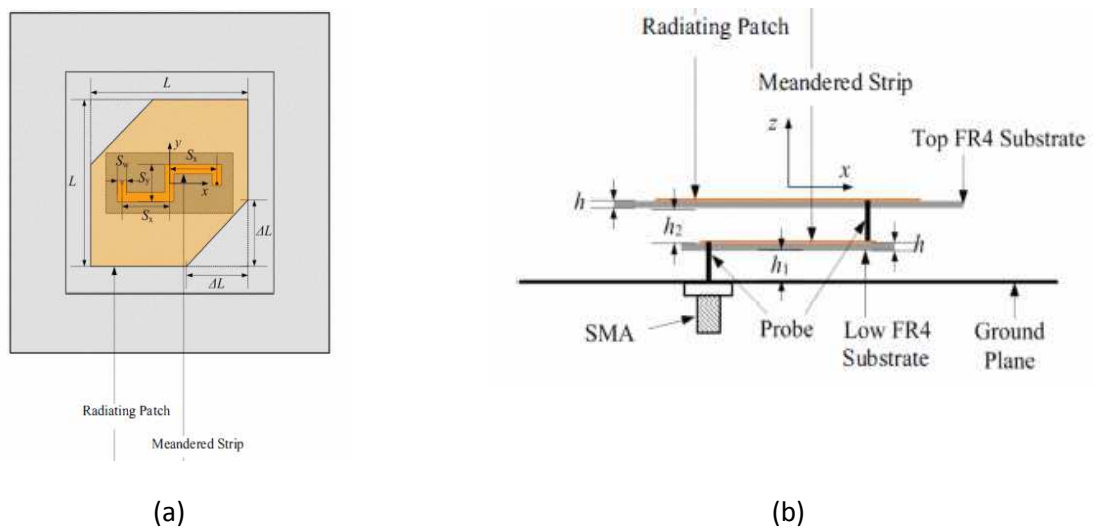


Figure 10 Géométrie de l'antenne [12], Vue de dessus (a), Vue de profil (b)

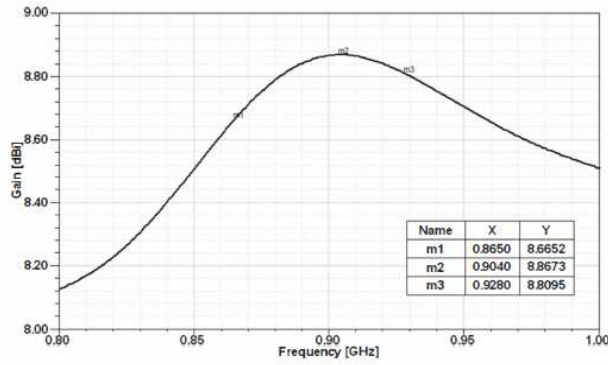


Figure 11 Performances en fonction de la fréquence de l'antenne [12]

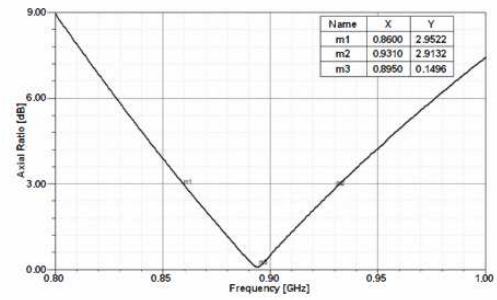
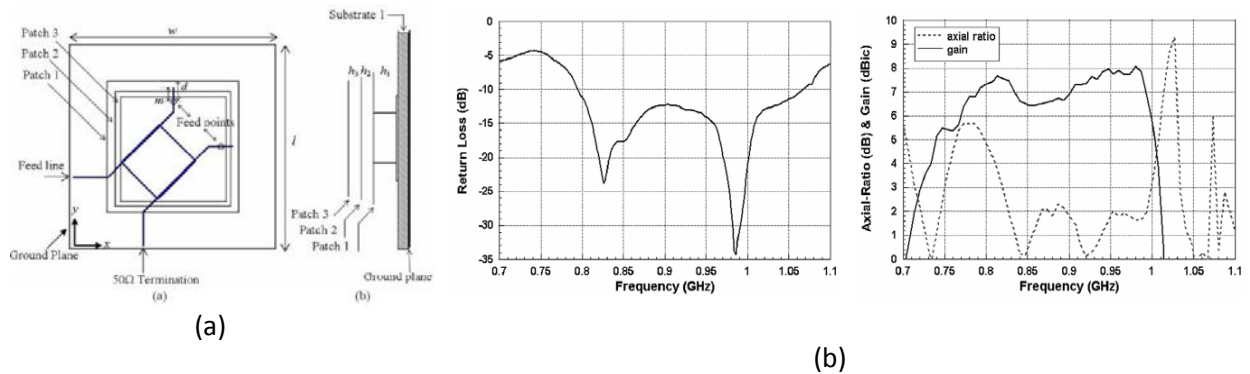


Figure 3. AR of the proposed antenna.

L'étude [13] propose une antenne large bande permettant de couvrir toute la bande RFID (860-960MHz) et même au-delà de cette bande (820-985MHz). L'antenne est composée de trois antennes patchs superposées. Seul le premier patch est alimenté par un coupleur hybride. La structure de cette antenne et ainsi que ses performances sont présentées sur la Figure 12 .



(a)

(b)

Table 1 Summary of the antenna parameters

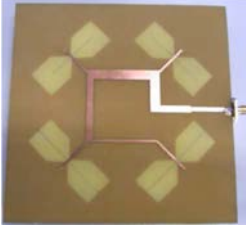
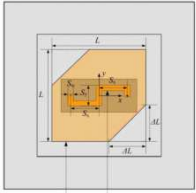
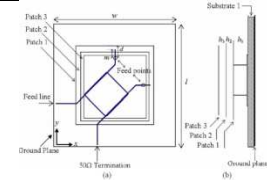
	$l \times w$ (mm)	$h$ (mm)	Distance from ground (mm)
Patch 1	$150 \times 150$	$h_1 = 10$	21.8
Patch 2	$138 \times 138$	$h_2 = 5$	16.3
Patch 3	$130 \times 130$	$h_3 = 5$	10.8

(c)

Figure 12 Géométrie de l'antenne [13], vue de dessus et vue de côté (a), résultats de mesures (b) et paramètres de l'antenne (c)

Les mesures de cette antenne démontrent un bon fonctionnement dans la bande de fréquence de 820-985MHz (18%). L'antenne présente un gain moyen de 7dB, un coefficient de réflexion inférieur à -10dB et une bonne qualité de polarisation circulaire ( $RE < 3dB$ ).

Nous proposons un tableau récapitulatif sur les antennes présentées.

Antenne	Bande de fréquences	Dimensions (mm)	Gain	Rapport d'ellipticité
	860-935MHz	150x150x15,8	7,5dB	0,2dB BP=7%
	860-930MHz	250x250x45	8,8dB	0,2dB BP=7%
	820-985MHZ	150x150x22	8-9 dB	<2dB BP= 16%

**Tableau 2 Comparaison des antennes de la littérature scientifique pour lecteur RFID**

Au regard du tableau comparatif, nous remarquons que les antennes dédiées au lecteur RFID ne correspondent pas à nos attentes, notamment en terme de gain (<10dB). De plus, certaines structures présentent des bandes de fréquence très étroites. L'inconvénient commun réside dans la nécessité de concevoir des systèmes d'alimentation qui rendent complexes ces structures et qui engendrent des pertes supplémentaires.

La partie suivante présente des solutions antenaires susceptibles de répondre à notre cahier des charges.

### III. Antennes directives à polarisation circulaire

Dans cette partie, nous souhaitons faire une liste non exhaustive des différentes antennes à polarisation circulaire et à forte directivité. Le but étant de trouver le bon candidat pour répondre aux besoins du projet, à savoir un gain élevé (15-16dB), une bande passante de 11%, une bonne qualité de polarisation circulaire ( $RE < 3dB$ ), une simplicité de fabrication et des dimensions raisonnables.

## 1. Réseaux d'antennes

Un réseau d'antenne consiste à dupliquer une antenne élémentaire de façon périodique. Chaque élément rayonnant de l'antenne est alimenté par un réseau de distribution. Ce réseau de distribution permet de moduler l'amplitude et la phase de l'alimentation afin d'optimiser au mieux le rayonnement. Un réseau d'antennes peut se présenter sous différentes technologies telles que des dipôles, des patches imprimés, des fentes, des cornets... La directivité et le gain d'un réseau d'antennes dépendent du nombre d'éléments  $N$ , de l'espacement inter-élément et du gain de l'élément seul. L'augmentation du nombre de sources impose un réseau de distribution plus complexe et génère une augmentation des pertes. Cette technologie est régulièrement utilisée pour sa capacité à focaliser le rayonnement de l'antenne dans une direction donnée.

- Antenne 2D

Dans l'état de l'art récent, on peut trouver plusieurs solutions d'antennes réseaux dans lesquelles l'élément rayonnant est une antenne imprimée de type patch ou autre.

Dans [14], les auteurs étudient un réseau de 64 patches tronqués fonctionnant à la fréquence  $f=2,41\text{GHz}$ . Le gain de l'antenne unitaire est de  $6.6\text{dBi}$  tandis que la mise en réseau de cette antenne permet d'obtenir un gain de  $19,7\text{dBi}$  à la même fréquence tout en conservant la polarisation circulaire. La dimension de cette antenne est de  $6\lambda \times 6\lambda$ .

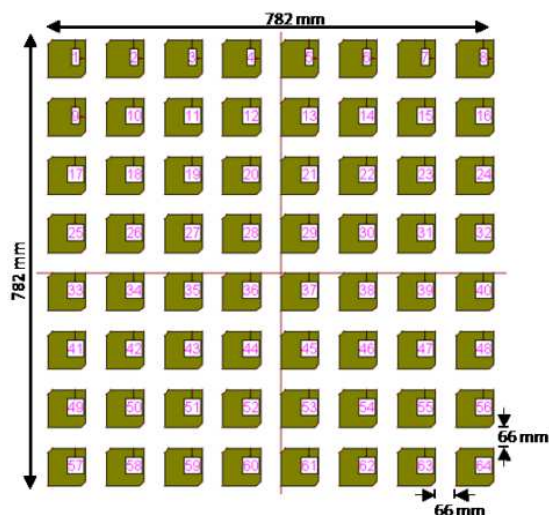


Fig. 3. 8x8 Planar Array Antenna

Table I. Simulation results of Patch and 8x8 Array

Parameter	Values at $f_r = 2412.565\text{ MHz}$	
	Single Patch	8 X 8 Planar Array
VSWR	1.005	1.0615
Return Loss	-51.705 dB	-30.49 dB
Axial Ratio	0.145 dB	1.1 dB
Input Impedance	$49.8 + j\,0.211\,\Omega$	$49.3 - j\,0.16\,\Omega$
Gain	6.6 dBi	19.7 dBi
Bandwidth	20 MHz	20 MHz
Resonant Frequency	2412.565 MHz	2412.565 MHz
Polarization	RHCP	RHCP
3 dB Beamwidth	$(87^\circ, 88^\circ)$	$(13^\circ, 13^\circ)$

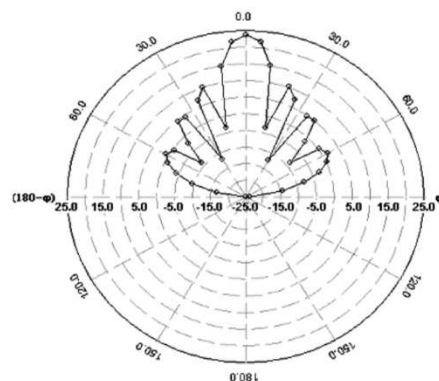


Figure 13 Antenne directive à polarisation circulaire à réseau de patch [13]

Les performances de ces antennes sont limitées avec une faible bande en polarisation circulaire. Dans le cas présent, la bande n'excède pas 1%. D'autre part, les réseaux de patches nécessitent une architecture d'alimentation complexe ce qui entraîne de fortes pertes et une faible efficacité.

- Réseau d'antenne 3D

Les antennes patches peuvent être remplacées par des antennes hélices courtes, afin d'élargir la bande de fonctionnement du réseau et augmenter son efficacité. C'est le cas des études [15]-[17] qui utilisent un réseau d'antennes hélices d'un diamètre de  $3\lambda$ . Le réseau est alimenté par un guide d'onde qui est excité en son centre par un coaxial. Chaque hélice a une extrémité dans le guide d'onde (Figure 14).

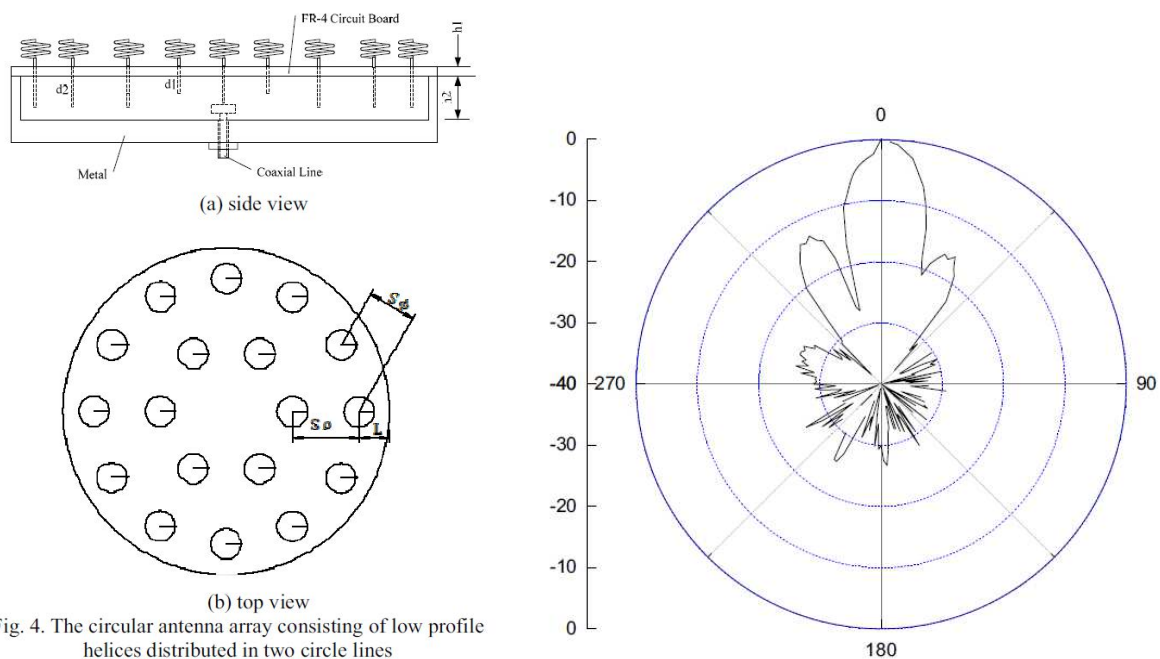


Fig. 4. The circular antenna array consisting of low profile helices distributed in two circle lines

Figure 14 Géométrie et rayonnement du réseau d'antenne hélice [17]

Le principal inconvénient de cette structure est qu'elle nécessite une cavité pour réaliser le guide d'onde ce qui a pour conséquence d'alourdir la structure globale de l'antenne. De plus, les antennes hélice sont des antennes en trois dimensions ce qui nécessite de prendre en compte une hauteur supplémentaire pour la structure. Dans certaines applications, ce volume peut être un frein à l'utilisation des réseaux d'antennes hélice.

D'autres technologies de réseaux existent comme l'alimentation séquentielle de patch [18] mais elle apparaît inadéquate vis-à-vis du cahier des charges et de sa complexité de réalisation (arborescence d'alimentation).

### 2. Antennes hélices

L'antenne hélice est connue depuis les travaux de J.D Kraus dans les années 1940 [19]. C'est une antenne très utilisée dans le domaine des télécommunications spatiales [20]. De par ses performances électromagnétiques, avec une large bande passante, en adaptation, en gain et en rapport axial. De plus, elle a l'avantage d'être facile et peu coûteuse à réaliser. L'antenne hélice présente deux modes de fonctionnement : un premier mode dit normal et un second mode dit axial (end fire) (Figure 15). Le mode axial est le mode le plus utilisé car il possède un rayonnement directif dans l'axe avec une polarisation circulaire. Quant au mode radial, il présente un rayonnement omnidirectionnel dans le plan horizontal.

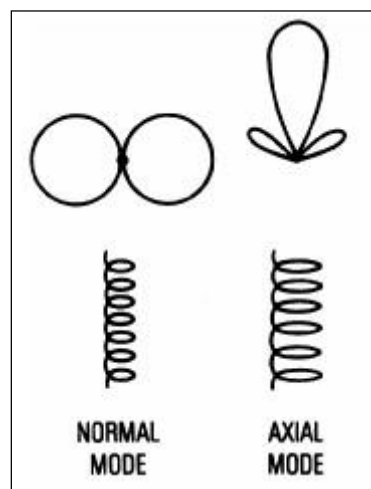


Figure 15 Mode de fonctionnement d'une antenne hélice

Diverses études présentent des solutions pour concevoir une antenne hélice optimale [21]-[23]. L'étude [24] compare le gain d'une antenne hélice aux différentes méthodes analytiques et expérimentales de la littérature scientifique. La Figure 16 présente l'influence de la hauteur de l'antenne hélice sur la directivité issue du modèle défini par Kraus.

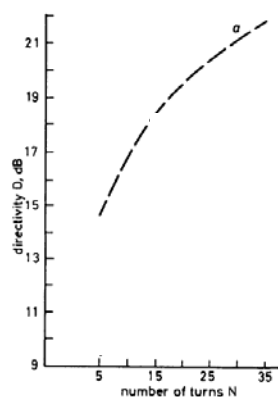


Fig. 1 Peak directivities of 4.32 in diameter, 5- to 35-turn helix with  $\alpha = 12.8^\circ$ , obtained from three sources

Figure 16 Directivité d'une antenne hélice en fonction du nombre de tour [23]

L'augmentation du gain est intéressante mais contraignante car on ne peut augmenter indéfiniment la hauteur de l'hélice pour des raisons évidentes d'intégration. Typiquement, une hauteur d'antenne hélice équivalente à la longueur d'onde permet d'obtenir un gain de 10dB. Des techniques ont été développées pour augmenter le gain de l'antenne hélice tout en limitant la hauteur de celle-ci.

L'un des premiers à présenter des solutions de réduction de taille des antennes hélice fût Nakano. Dans [25], il propose une antenne hélice standard à laquelle il combine un élément parasite en forme d'hélice de même géométrie que l'hélice principale. Sur la Figure 17, il est présenté une comparaison du gain et du rapport d'ellipticité entre une antenne hélice avec un seul brin et deux antennes hélice avec un brin parasite de différentes longueurs.

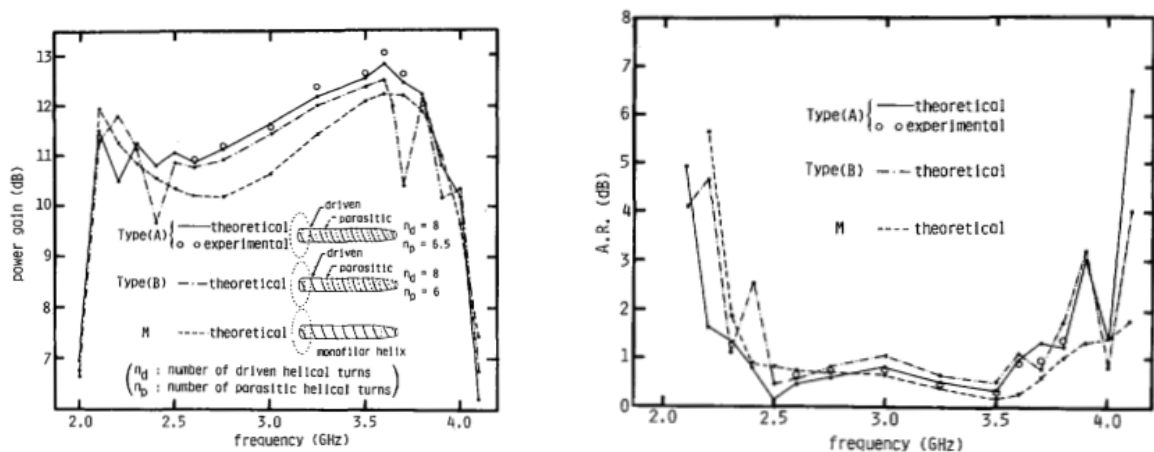


Figure 17 Comparaison d'antenne hélice avec et sans parasite [25]

Nakano explique que l'ajout d'un parasite permet de créer un champ électrique supplémentaire qui se combine à celui produit par l'hélice principale. La combinaison constructive des deux champs dans la direction axiale de l'antenne permet d'augmenter le gain de 1dB. La Figure 17 permet également de voir l'intérêt des antennes hélices pour leur large bande passante en gain et en rapport d'ellipticité.

Il existe également d'autres types d'éléments parasites pour améliorer le gain des antennes hélice ; en plaçant un disque au-dessus de l'antenne hélice [26], ou en ajoutant des stubs sur chaque tour d'hélice pour réduire le volume de l'antenne [27]. Ces techniques offrent seulement une augmentation du gain de 1dB ou une faible diminution de la hauteur d'antenne.

Une technique permet d'augmenter significativement le gain d'une antenne hélice. Celle-ci consiste à placer l'antenne hélice dans une cavité cylindrique ou conique [28]-[31]. Djordjevic et al, proposent de comparer l'augmentation du gain en fonction du type de cavité (Figure 18).



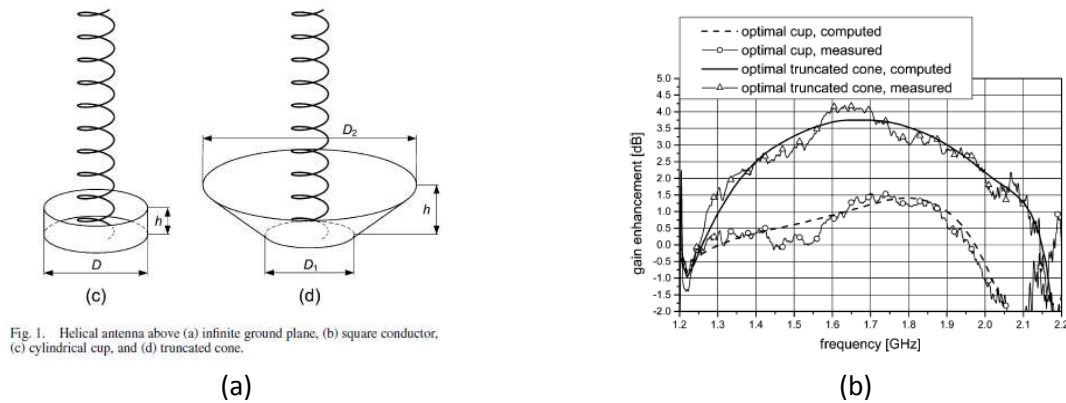


Figure 18 Différents plans réflecteurs pour l'antenne hélice (a) et ses performances (b) [28]

Les réflecteurs conique et cylindrique permettent respectivement d'augmenter le gain d'une antenne hélice de 16 spires de 1,5dB et 4dB. La cavité cylindrique présente un rayon de  $0,5\lambda$  et une hauteur de  $0,25\lambda$ . La cavité conique présente un rayon de base ( $D_1$ ) de  $0,37\lambda$ , d'un rayon au sommet ( $D_2$ ) de  $1,25\lambda$  et une hauteur de cavité de  $0,5\lambda$ .

### 3. Antennes à ouverture rayonnante

Les antennes à ouverture rayonnante sont très utilisées dans le domaine des micro-ondes. Leur attrait principal réside dans la capacité à produire un fort gain. Ces antennes se présentent sous différentes géométries : carré, rectangle et circulaire pour les formes les plus classiques. La directivité maximale de ces antennes dépend directement de leur surface.

$$D_{max} = \frac{4\pi S}{\lambda^2} \quad (1.1)$$

Où  $S$  représente la surface de l'antenne, et  $\lambda$  la longueur d'onde dans le vide.

Nous présentons ci-dessous différents types d'antennes pouvant se définir comme des antennes à ouverture rayonnante. Le gain dépend donc de la surface utilisée et la différence entre les topologies réside principalement dans la profondeur de l'antenne.

- Antenne parabolique

Les antennes paraboliques sont très utilisées pour obtenir un rayonnement très directif parfois de quelques degrés seulement. Ces antennes nécessitent une source déportée qui illumine la parabole avec des ondes sphérique. La forme parabolique de l'antenne permet de transformer ces ondes en ondes planes et donc de créer une ouverture rayonnante de grande dimension [32]. Il est possible d'atteindre des gains très élevés mais cela nécessite une surface importante. Un gain théorique de 60dB peut être atteint avec une surface de  $300\lambda$ .



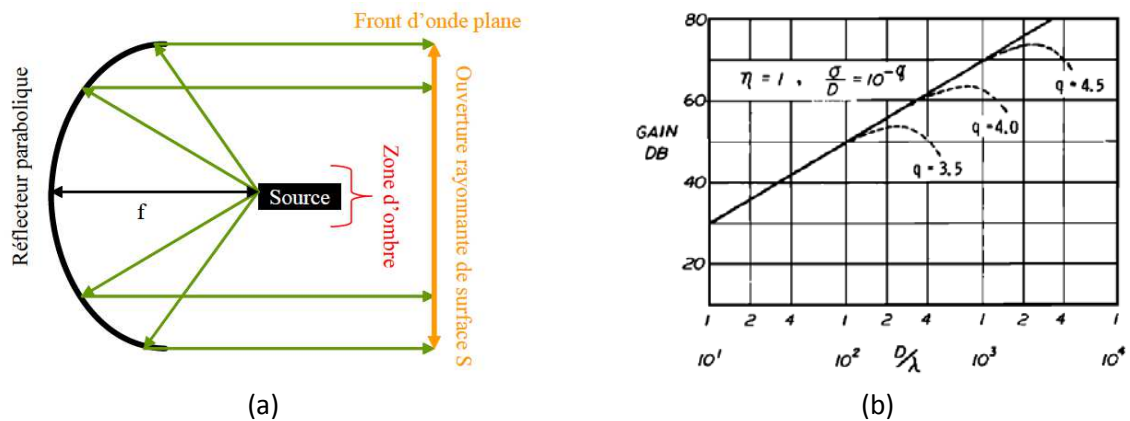


Figure 19 (a) Antenne parabolique, (b) Effet de la rugosité de la parabole sur le gain

- Antenne résonante ou cavité Fabry -Pérot

Les antennes Fabry-Pérot (FP) sont très utilisées dans les systèmes ayant besoin de fortes directivités, notamment dans les systèmes de communications par liaison satellite [33]. Les cavités FP font leurs premières apparitions dans le domaine de l'optique. Elles ont été adaptées dans le domaine électromagnétique par Von Trentini en 1956 [34]. Leur structure est composée d'un plan de masse réflecteur et d'une surface semi réfléchissante. Le système de Von Trentini est excité par un guide d'onde. Cette structure lui permet d'atteindre 14dB de directivité avec une surface de  $1,8\lambda \times 1,7\lambda$ .

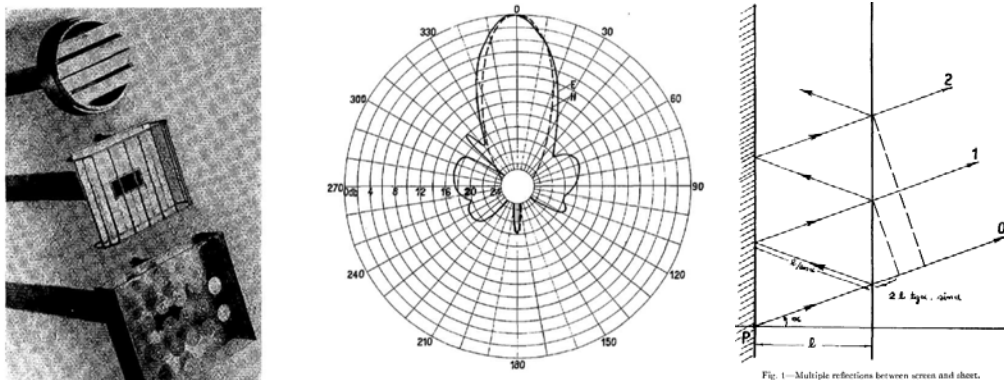


Figure 20 Antenne de Von Trentini [34]

La hauteur de ces antennes est de l'ordre de  $\lambda_0/2$  ce qui en fait une antenne compacte. Le gain des antennes FP dépend de la surface utilisée et de la réflectivité de la surface semi réfléchissante. Depuis, les cavités Fabry-Pérot ont été l'objet de nombreuses études de recherches selon l'application visée. Par exemple, l'amélioration de la directivité, de la bande passante, de la polarisation circulaire et de la compacité [35]- [37]. Il existe différentes façons d'obtenir une polarisation circulaire en utilisant les cavités FP.

- Cavité FP avec une source à polarisation circulaire

Une première façon consiste à utiliser une source à polarisation circulaire. En [38], la cavité FP est formée d'un plan de masse et d'une surface semi réfléchissante composée d'anneaux. La cavité est illuminée par un patch tronqué à polarisation circulaire. L'antenne de dimensions de  $5\lambda \times 5\lambda \times 0,5\lambda$  a une directivité de 19dB et un rapport axial de 1,6dB. La bande passante à 3dB du rapport axial est très faible et atteint 3% ce qui est due à l'utilisation de l'antenne patch comme source.

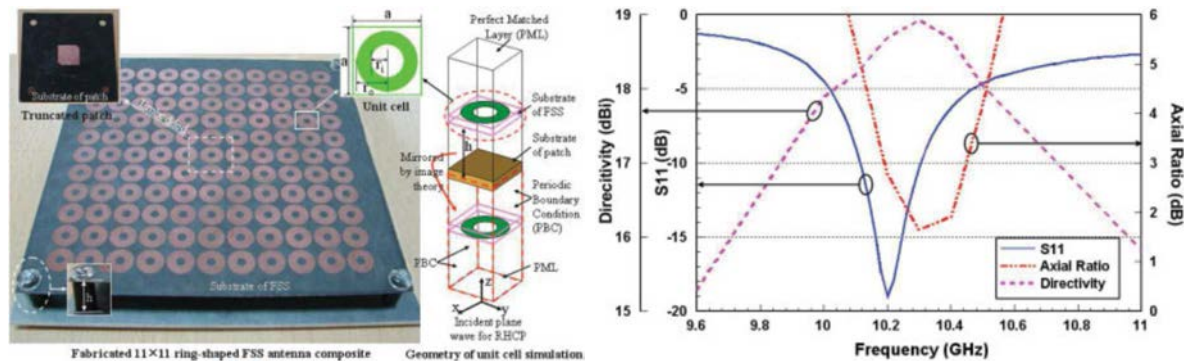


Figure 21 Géométrie et performances de l'antenne [38]

La source à polarisation circulaire peut également être réalisée par un réseau séquentiel d'hélices ou de patches [39]-[40], chaque élément du réseau est alimenté en quadrature de phase. Sur l'exemple suivant (Figure 22), l'auteur utilise un réseau de patches circulaires alimentés en quadrature de phase pour renforcer la polarisation circulaire. La structure présente une dimension de  $5,7\lambda \times 5,7\lambda \times 0,42\lambda$ , pour une directivité de 21dB.

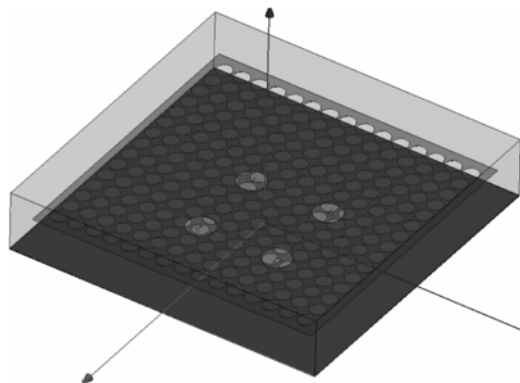


Figure 22 Structure d'une antenne à cavité FP excitée par un réseau de patch circulaire [39]

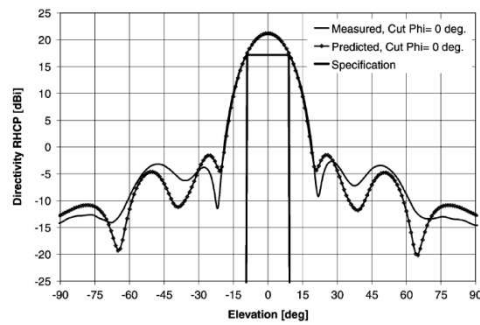


Fig. 12. Measured and predicted RHP directivity elevation cut at  $\varphi = 0^\circ$  azimuth at 3.78 GHz of the patch configuration. Best radiation criteria.

(a)

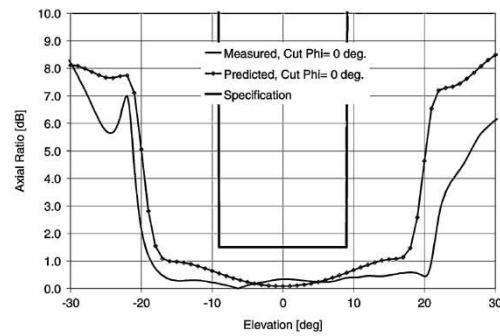


Fig. 14. Measured and predicted axial ratio elevation cut at  $\varphi = 0^\circ$  azimuth at 3.78 GHz of the patch configuration. Best radiation criteria.

(b)

Figure 23 Directivité (a) et rapport d'ellipticité (c) du réseau de patch dans la cavité FP [39]

Le réseau de patches permet d'obtenir une très bonne qualité de polarisation circulaire avec rapport d'ellipticité égal à 0,6dB en mesure. Mais ces techniques nécessitent un système d'alimentation complexe (coupleur, déphaseur) et l'utilisation d'une surface suffisamment grande pour accueillir le réseau d'antenne.

- Cavité FP avec une surface polarisante

Des nouvelles techniques apparaissent depuis ces dix dernières années avec l'utilisation de surfaces polarisantes [41]-[42]. Cette technique consiste à émettre une onde électromagnétique à polarisation linéaire et à la convertir en une onde à polarisation circulaire. Les surfaces sélectives en fréquence (Frequency Selective Surface : FSS) permettent de réaliser cette conversion de polarisation. Les FSS sont généralement des motifs périodiques et symétriques mais le cas d'une conversion de polarisation, la FSS est périodique mais non symétrique.

Dans [43], une cavité FP avec une surface polarisante est décrite. Dans cette étude, la FSS est appelée PRS (Partially Reflective Surface). Cette surface est composée de deux couches permettant d'avoir un écart de phase de  $90^\circ$  en transmission et un écart de  $6^\circ$  en réflexion entre les plans x et y. Il a été ajouté une surface à haute impédance (High Impedance Surface : HIS) près du plan de masse, pour compenser la différence de phase en réflexion afin de garantir le même trajet des rayons dans les plans x et y. La géométrie de l'antenne est présentée sur la Figure 24.

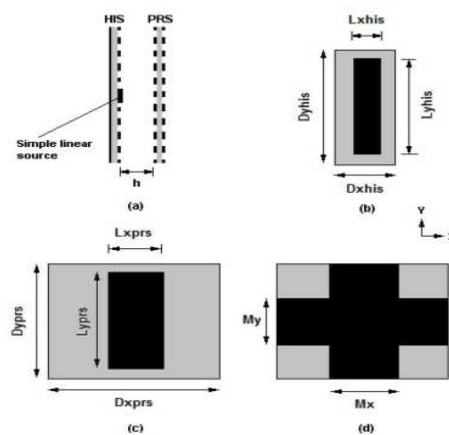
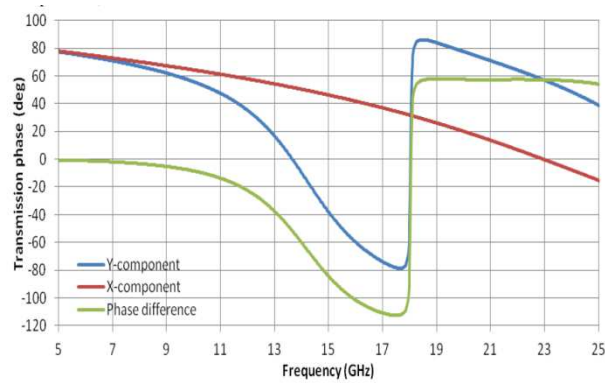
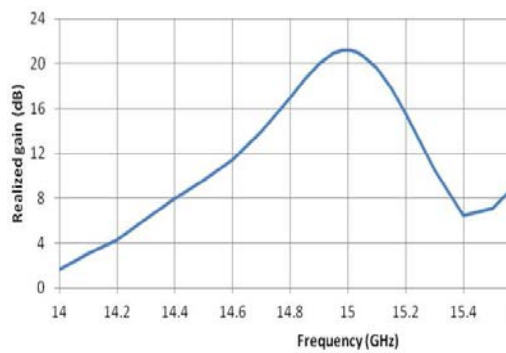


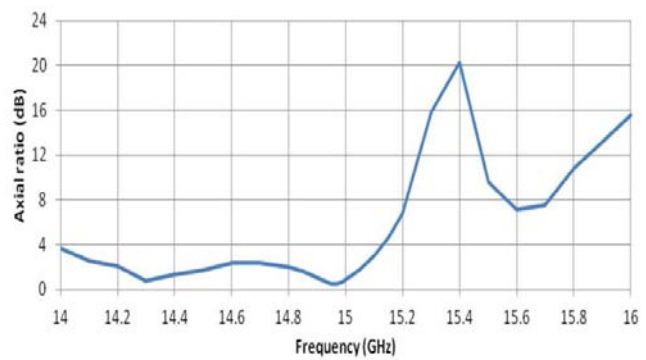
Figure 24 Géométrie de la cavité FP avec une surface autopolarisante [43]



(a)



(b)



(c)

Figure 25 Coefficient de transmission de la PRS (c), gain réalisé de l'antenne (b), rapport d'ellipticité (c)

Cette technique permet d'obtenir une bonne qualité de polarisation circulaire, avec un rapport d'ellipticité de 1dB à 15GHz. De plus, une large bande passante en rapport axial est obtenue. Cependant, cette solution nécessite une plus grande complexité de conception avec l'ajout de différentes couches.

#### IV. Synthèse & conclusion

Une synthèse de l'état de l'art sur les antennes directives à polarisation circulaire est présentée dans le tableau suivant. La colonne « dimension » représente les dimensions standards des différentes technologies d'antennes pour obtenir un gain et une directivité de 16dB.

Antennes	Dimension	Avantages	Inconvénients
Antenne réseau	<ul style="list-style-type: none"> <li><math>4\lambda \times 4\lambda</math></li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>Légèreté du système</li> <li>Adaptation</li> <li>2D (Patch)</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>Gain moyen</li> <li>Complexité de conception</li> <li>Faible bande</li> <li>3D (Hélice)</li> </ul>
Antenne hélice	<ul style="list-style-type: none"> <li><math>\lambda \times \lambda \times 4\lambda</math></li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>Réalisation simple</li> <li>Faible coût</li> <li>Large bande</li> <li>Fort gain et directivité</li> <li>Bonne qualité de polarisation circulaire</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>Dimension axiale</li> <li>3D</li> </ul>
Antenne à ouverture rayonnante			
Parabole	<ul style="list-style-type: none"> <li><math>2\lambda \times 2\lambda</math></li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>Fort gain et directivité</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>Distance de la source</li> <li>3D</li> </ul>
Cavité FP	<ul style="list-style-type: none"> <li><math>2\lambda \times 2\lambda \times \lambda/2</math></li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>Encombrement</li> <li>Fort gain et directivité</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>Faible bande</li> <li>Superposition de couche</li> <li>Tolérance de conception</li> <li>Complexité de la source</li> </ul>

Tableau 3 Comparaison des antennes directive à polarisation circulaire

Chacune de ces technologies présentent des avantages et inconvénients. La technologie réseau ne correspond pas aux contraintes imposées. En effet, celle-ci présente une surface trop importante pour un gain élevé et un réseau d'alimentation complexe engendrant des pertes. L'antenne hélice apparaît comme une solution capable de remplir le cahier des charges. Sa simplicité de conception permet d'obtenir des performances électromagnétiques élevées en gain et une bonne qualité de polarisation circulaire. L'autre intérêt réside également dans son coût de fabrication. Cependant, l'inconvénient est principalement dû à sa longueur axiale. La technologie de réflecteur comme la parabole présente un encombrement trop important aux fréquences utilisées (UHF/SHF) dans notre cas. Concernant l'antenne à cavité Fabry-Pérot, elle propose des dimensions respectant nos

contraintes avec faible encombrement axial. Cette technologie présente une faible bande passante avec une source à polarisation circulaire, ou une forte complexité de la source dans le cas d'un réseau séquentiel. L'utilisation de surface auto polarisante permet d'augmenter la bande passante en rapport d'ellipticité et l'utilisation d'une source non complexe (patch linéaire). En contrepartie, la surface auto-polarisante rajoute de la complexité au niveau de la réalisation de l'antenne par la superposition de couches semi-réfléchissantes.

La technologie antenne hélice et antenne à cavité FP retiennent notre attention, soit par leurs simplicités de conception ou bien par leurs faibles encombrements. Dans le chapitre II, nous proposons une solution pour utiliser une antenne hélice de faible longueur axiale ( $< \lambda$ ) avec un gain de 16dB. Dans les chapitres III et IV, nous proposons d'utiliser l'antenne hélice comme source à polarisation circulaire pour les antennes à cavité FP.

## Références

- [1] H. Stockman, "Communication by Means of Reflected Power," Proceedings of the IRE, vol. 36, pp. 1196-1204, 1948.
- [2] K. Finkenzeller, "RFID handbook: fundamentals and applications in contactless smart cards and identification", second edition, John Wiley and Sons, 2003.
- [3] <http://www.rfidjournal.com/>
- [4] D. Paret, "RFID en ultra et super hautes fréquences UHF-SHF: théorie et mise en œuvre", Dunod, 2008.
- [5] [www.impinj.com](http://www.impinj.com)
- [6] P. V. Nikitin and K. V. S. Rao, "Helical antenna for handheld UHF RFID reader," in 2010 IEEE International Conference on RFID, 2010, pp. 166–173.
- [7] H. F. Lee, W. Chen, Advances in Microstrip and Printed Antennas, Wiley, New York, 1997.
- [8] Nasimuddin, K. P. Esselle, and A. K. Verma, "Improving the axial-ratio bandwidth of circularly polarized stacked microstrip antennas and enhancing their gain with short horns," IEEE International Symposium Antennas Propag., pp. 1545 – 1548, July 2006.
- [9] F. Chang, K. L. Wong, and T. W. Chiou, "Low-cost broadband circularly polarized patch antenna," IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 51, pp. 3006-3009, Oct. 2003.
- [10] X. Qing and N. Yang, "2.45GHz circularly polarized RFID reader antenna," IEEE Ninth International Conference on Communications Systems, pp. 612 – 615, Sept. 2004.
- [11] Ting-Jui Huang, Heng-Tung Hsu, et Huei-Jie Jhang, "A compact Low-profile Circularly Antenna for Ultra High Frequency (UHF) Radio Frequency Identification (RFID) Reader Applications", Wireless Information Technology and Systems (ICWITS), Nov 2012, pp. 1-4
- [12] Zhongbao Wang, Shaojun Fang, Shiqiang Fu, et Mujie Fan, "Single-Fed Single-Patch Broadband Circularly Polarized Antenna for UHF RFID Reader Applications", 2nd International Conference on Industrial and Information Systems, 2010, pp. 87-89
- [13] Hang Leong Chung; Xianming Qing; Zhi Ning Chen, "Broadband circularly polarized stacked patch antenna for UHF RFID applications", Antennas and Propagation Society International Symposium, 2007, pp. 1189 - 1192
- [14] D.L. Lavanya, "Design of 8\*8 Circularly Polarized planar array antenna for ISM band," in 2012 International Conference on Radar, Communication and Computing (ICRCC), 2012, pp. 112–116.
- [15] J. D. Kraus, "Helical beam antennas for wide-band applications," Proc. IRE, vol. 36, no. 10, pp. 1236–1242, 1948.
- [16] H. Nakano, H. Takeda, Y. Kitamura, H. Mimaki, and J. Yamauchi, "Low-profile helical array antenna fed from a radial waveguide," Antennas Propag. IEEE Trans. On, vol. 40, no. 3, pp. 279–284, 1992.
- [17] Z. Li, J. Yang, Q. Guo, J. Wang, and W. Jiang, "A low-profile helix array antenna designed for DBS," in Microwave Technology & Computational Electromagnetics (ICMTCE), 2011 IEEE International Conference on, 2011, pp. 27–30.
- [18] S. Gao, Q. Luo, and F. Zhu, "Circularly Polarized Arrays," in Circularly Polarized Antennas, John Wiley & Sons, Ltd, 2014, pp. 191–261.
- [19] J. Kraus, "Antennas". {McGraw-Hill Education}, 1988.
- [20] A. Das, "Helix antenna for spacecraft," Radio Electron. Eng., vol. 37, no. 4, pp. 237–240, 1969.
- [21] J. D. Kraus, "The Helical Antenna," Proc. IRE, vol. 37, no. 3, pp. 263–272, Mar. 1949.
- [22] H. King and J. Wong, "Characteristics of 1 to 8 wavelength uniform helical antennas," IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 28, no. 2, pp. 291–296, Mar. 1980.
- [23] K. F. Lee and P. F. Wong, "Technical memorandum. Directivities of helical antennas radiating in the axial mode," in IEE Proceedings H (Microwaves, Optics and Antennas), 1984, vol. 131, pp. 121–122.

- [24] A. R. Djordjevic, A. G. Zajic, M. M. Ilic, and G. L. Stuber, "Optimization of Helical antennas [Antenna Designer's Notebook]," *IEEE Antennas Propag. Mag.*, vol. 48, no. 6, pp. 107–115, Dec. 2006.
- [25] H. Nakano, Y. Samada, and J. Yamauchi, "Axial mode helical antennas," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 34, no. 9, pp. 1143–1148, Sep. 1986.
- [26] C. Run-nan, L. Shu, Li-na Wang, W. Jin-yue, L. Yue-long, H. Guan-long, Q. Jing-hui, and W. Jin-xiang, "Design and experiment of a high gain axial-mode helical antenna," in *Communication Technology (ICCT), 2010 12th IEEE International Conference on*, 2010, pp. 522–525.
- [27] R. M. Barts and W. L. Stutzman, "A reduced size helical antenna," in *Antennas and Propagation Society International Symposium, 1997. IEEE., 1997 Digest, 1997*, vol. 3, pp. 1588–1591 vol.3.
- [28] A. R. Djordjevic, A. G. Zajic, and M. M. Ilic, "Enhancing the gain of helical antennas by shaping the ground conductor," *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 5, no. 1, pp. 138–140, Dec. 2006.
- [29] D. I. Olcan, A. R. Zajic, M. M. Ilic, and A. R. Djordjevic, "On the optimal dimensions of helical antenna with truncated-cone reflector," in *Antennas and Propagation, 2006. EuCAP 2006. First European Conference on*, 2006, pp. 1–6.
- [30] A. R. Djordjevic, M. M. Ilic, A. G. Zajic, D. I. Olcan, and M. M. Nikolic, "Why Does Reflector Enhance the Gain of Helical Antennas?," in *The Second European Conference on Antennas and Propagation, 2007. EuCAP 2007, 2007*, pp. 1–8.
- [31] D. J. Angelakos and D. Kajfez, "Modifications on the axial-mode helical antenna," *Proc. IEEE*, vol. 55, no. 4, pp. 558–559, 1967.
- [32] A. W. Love and IEEE Antennas and Propagation Society, *Reflector antennas*. New York: IEEE Press, 1978.
- [33] S.A. Muhammad, R. Sauleau, and H. Legay, "Compact metallic selfpolarizing Fabry-Perot cavity antennas with small lateral size" *5th European Conference on Antennas and Propagation, EuCAP 2011, Rome*, pp.1878-1881, Apr. 2011.
- [34] G. V. Trentini, "Partially reflecting sheet arrays," *IRE Trans. Antennas Propag.*, vol. 4, no. 4, pp. 666–671, Oct. 1956.
- [35] R. Sauleau, "Etude de résonateurs de Pérot Fabry et d'antennes imprimées en ondes millimétrique. Conception d'antennes à faisceau gaussien," *Thèse de l'université de Rennes 1, France*, 1999.
- [36] O. Roncière, "Antennes à bande interdite électromagnétique et à cavité fabry-perot reconfigurables," *Thèse doctorat, Université de Rennes 1, France*, 2007.
- [37] O. Roncière, B. A. Arcos, R. Sauleau, K. Mahdjoubi, and H. Legay, "Radiation performance of purely metallic waveguide-fed compact Fabry-Perot antennas for space applications," *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 49, no. 9, pp. 2216–2221, 2007.
- [38] D. H. Lee, Y. J. Lee, J. Yeo, R. Mittra, and W. S. Park, "Directivity enhancement of circular polarized patch antenna using ring-shaped frequency selective surface superstrate," *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 49, no. 1, pp. 199–201, Jan. 2007.
- [39] J.-C. Iriarte, I. Ederra, R. Gonzalo, Y. Brand, A. Fourmault, Y. Demers, L. Salgetti-Drioli, and P. de Maagt, "EBG Superstrate Array Configuration for the WAAS Space Segment," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 57, no. 1, pp. 81–93, Jan. 2009.
- [40] J. C. Iriarte, I. Ederra, R. Gonzalo, F. Monjas, S. Arenas, R. Manrique, A. Montesano, and M. Díaz-Martín, "Design of an EBG Compact Low-Mass Antenna in C-band with dual circular polarisation," in *Antenna Technology (iWAT), 2012 IEEE International Workshop on*, 2012, pp. 307–310.
- [41] E. Arnaud, R. Chantalat, M. Koubeissi, T. Monediere, M. Thevenot, and B. Jecko, "Improved selfpolarizing metallic EBG antenna," in *Antennas and Propagation, 2009. EuCAP 2009. 3rd European Conference on*, 2009, pp. 3813–3817.



- [42] S. A. Muhammad, R. Sauleau, L. Le Coq, and H. Legay, "Self-Generation of Circular Polarization Using Compact Fabry Perot Cavity Antennas," *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 10, pp. 907–910, 2011..
- [43] R. Orr, G. Goussetis, and V. Fusco, "Design of circularly polarized Fabry-Perot cavity antenna," in *Antennas and Propagation (EUCAP), 2012 6th European Conference on*, 2012, pp. 2716–2720.





# Chapitre 2

## Antenne hélice associée à un réflecteur optimal

### **Sommaire**

I.	INTRODUCTION .....	34
II.	ANTENNE HELICE EN MODE AXIAL .....	34
1.	<i>Dimensionnement de l'antenne hélice</i> .....	34
2.	<i>Influence de la hauteur de l'antenne hélice</i> .....	36
3.	<i>Antenne hélice de référence</i> .....	37
III.	ANTENNE HELICE ASSOCIEE A DES REFLECTEURS .....	39
1.	<i>Réflecteur planaire</i> .....	39
2.	<i>Réflecteur cylindrique</i> .....	40
3.	<i>Réflecteur conique</i> .....	46
IV.	ETUDE DU CHAMP ELECTRIQUE POUR LES DIFFERENTS REFLECTEURS ASSOCIES A L'ANTENNE HELICE.....	52
1.	<i>Cartographie du champ électrique</i> .....	52
2.	<i>Variation du champ électrique en 2D</i> .....	53
V.	MESURES DE L'ANTENNE HELICE DANS LES REFLECTEURS CYLINDRIQUE ET CONIQUE .....	55
1.	<i>Réflecteur cylindrique</i> .....	55
2.	<i>Réflecteur conique</i> .....	56
VI.	CONCLUSION.....	59
	RÉFÉRENCES .....	60

## I. Introduction

Dans le cadre du projet Spinnaker, nous devons développer une antenne large bande couvrant la bande UHF (860-960MHz) soit une bande de 11%, ayant un gain supérieur ou égal à 16dB, avec une faible ouverture angulaire à mi-puissance de 30° et une polarisation circulaire, soit un rapport d'ellipticité inférieur ou égal à 3dB.

Pour répondre à ce cahier des charges, nous avons opté pour l'utilisation de l'antenne hélice pour sa capacité à rayonner une onde électromagnétique à polarisation circulaire à fort gain dans une large bande de fréquence. On peut également mettre en avant sa simplicité de fabrication et son faible coût de fabrication. Dans ce chapitre, le dimensionnement d'une antenne hélice pour un fonctionnement en mode axial afin de générer un rayonnement directif dans la bande UHF est présenté. Dans un premier temps, nous présentons ses performances en rayonnement ainsi qu'en adaptation. Dans un second temps, nous montrons les bénéfices de l'association de plans réflecteurs avec l'antenne hélice en termes de rayonnement, de directivité et de polarisation. Pour conclure ce chapitre, les résultats expérimentaux seront présentés afin de valider les résultats des études numériques.

## II. Antenne hélice en mode axial

### 1. Dimensionnement de l'antenne hélice

La forme générale d'une antenne hélice est présentée sur la Figure 26 (a). Les paramètres définissant la géométrie d'une antenne hélice sont, le diamètre  $D$ , la longueur d'un tour d'hélice ( $\ell_0$ ), l'espacement des spires  $S$ , le nombre de spires  $N$  et l'angle d'enroulement  $\alpha$ . La Figure 26 (b) présente un tour d'hélice déplié.

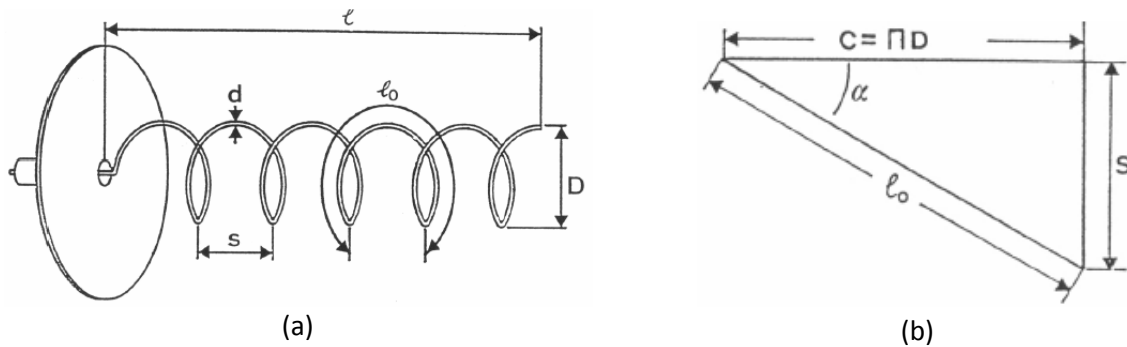


Figure 26 : Géométrie de l'antenne hélice (a) et la projection d'un tour d'hélice (b)

Les relations géométriques reliant les différents paramètres de l'hélice sont les suivantes :

- Hauteur de l'antenne :  $\ell = \ell_0 \cdot \sin \alpha = N \cdot S$  (II.1)

- Pas d'enroulement :  $S = \pi D \cdot \tan \alpha$  (II.2)

- Angle d'enroulement :  $\alpha = \sin^{-1} \frac{\sqrt{\ell_0^2 - C^2}}{\ell_0}$  (II.3)

Ces différents paramètres déterminent le mode de rayonnement de l'antenne. D'après [1], la circonférence est le paramètre essentiel pour définir l'excitation de l'un ou l'autre des modes. Ainsi pour fonctionner en mode axial qui permet d'obtenir un rayonnement directif dans la direction axiale de l'antenne, la circonférence  $C$  ( $\pi D$ ) doit être comprise entre  $0,8\lambda$  et  $1,2\lambda$ . En jouant uniquement sur l'angle d'enroulement ( $\alpha$ ), nous pouvons modifier la polarisation de l'hélice comme indiqué sur le schéma ci-dessous.

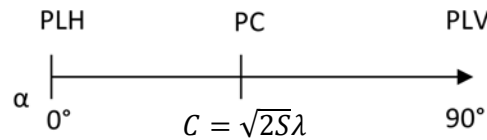


Figure 27 Polarisation obtenue selon l'angle d'enroulement

Si  $\alpha$  tend vers  $90^\circ$ , l'antenne se présente comme un monopôle et lorsque  $\alpha$  tend vers  $0^\circ$ , l'antenne est assimilée à une boucle. Pour obtenir une bonne polarisation circulaire,  $\alpha$  doit être compris entre  $12^\circ$  et  $14^\circ$  pour un nombre de spires minimal de 4.

A partir de ces résultats pratiques, des formules empiriques ont été établies afin de déterminer le gain ( $G$ ), la résistance de rayonnement ( $R_r$ ) et le rapport d'ellipticité ( $RE$ ) d'une antenne hélice fonctionnant en mode axial.

- Gain :  $G = 12N \cdot \left( \Pi \times \frac{D}{\lambda} \right)^2 \times \frac{S}{\lambda}$  (II.4)

- Résistance de rayonnement :  $R_r = 140 \times \frac{C}{\lambda}$  (II.5)

- Rapport d'ellipticité :  $AR = \frac{2N + 1}{2N}$  (II.6)

La polarisation circulaire générée par l'antenne hélice est définie par son sens d'enroulement. Dans le cas où le brin est enroulé vers la droite, une polarisation RHCP (Right Hand Circular Polarisation) est obtenue alors qu'un enroulement du brin vers la gauche permet d'obtenir une polarisation LHCP (Left Hand Circular Polarisation). Pour l'ensemble de ces travaux de thèse, l'antenne hélice est conçue pour un fonctionnement en polarisation RHCP. La qualité de polarisation est caractérisée par son rapport d'ellipticité ( $RE$ ) qui doit être inférieur à 3dB pour garantir une bonne polarisation circulaire.

Afin de définir au mieux les dimensions de l'antenne hélice pour obtenir les performances souhaitées en termes de gain et de polarisation. Une étude est réalisée sur la hauteur de l'antenne hélice en modifiant le paramètre  $N$ . En effet, d'après II.3 et II.6, ce paramètre influence directement le gain et le rapport d'ellipticité.

## 2. Influence de la hauteur de l'antenne hélice

Cette partie a pour but d'étudier les performances (gain et RE) de l'antenne hélice imprimée en fonction de sa hauteur. L'objectif est de déterminer une hauteur optimale pour obtenir une directivité de 16dB. Cette étude est effectuée à l'aide d'un logiciel de simulation électromagnétique 3D (Ansoft HFSS).

L'étude a été réalisée pour un diamètre de 110mm, soit  $C=1,06\lambda$  (910MHz), un angle de  $\alpha=12,5^\circ$ , un pas d'enroulement  $S=76,8\text{mm}$ , une largeur de brin de 20mm et d'un plan de masse de rayon 150mm. L'antenne hélice étudiée est représentée sur la Figure 28.

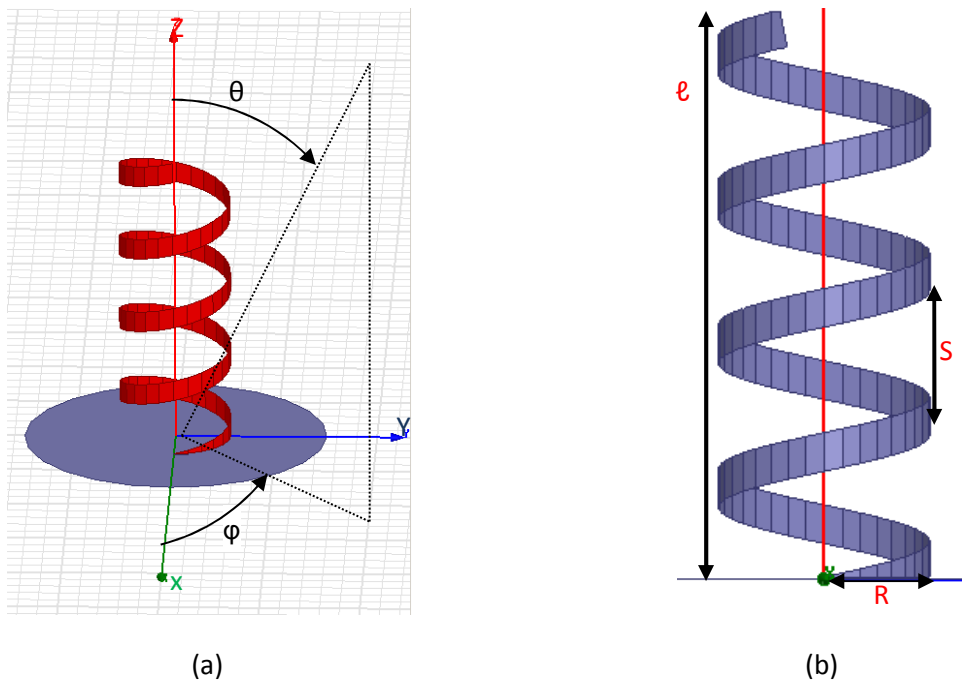


Figure 28 : Antenne hélice (a) vue 3D (b) vue de profil

La Figure 29 présente le gain, le rapport d'ellipticité (RE) et le niveau des lobes secondaires (NLS) en fonction du nombre de tours  $N$ . La hauteur ( $l$ ) dépend du nombre de tours donc du pas d'enroulement (II.1).

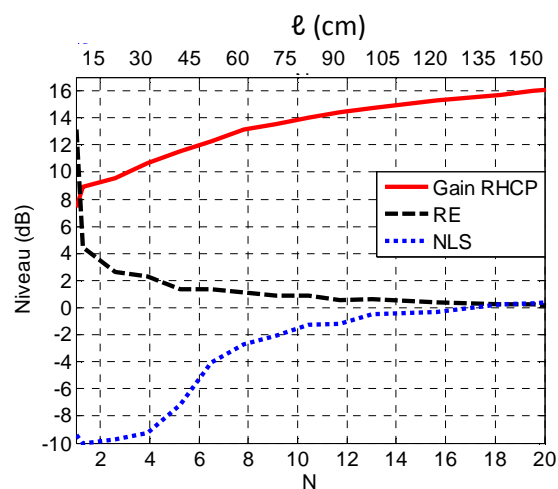


Figure 29 : Performances (gain, rapport d'ellipticité, lobes secondaires) en fonction du nombre de tours  $N$

La hauteur de l'antenne hélice est un paramètre important car elle permet de fixer le gain en fonction du nombre de tours. Effectivement chaque tour d'hélice supplémentaire engendre un gain plus élevé, celle-ci peut être perçue comme un réseau de boucle et de dipôle. D'après la courbe en trait plein (Figure 29), il est possible de déterminer le gain d'une antenne hélice pour une hauteur donnée. Le rapport d'ellipticité est également dépendant de la hauteur de l'antenne hélice. En effet, celui-ci diminue avec l'accroissement de la hauteur, ce qui engendre une meilleure qualité de polarisation à chaque tour. Nous constatons que le niveau des lobes secondaires par rapport à la directivité maximum reste quasiment constant autour de 16dB. Pour les besoins du projet, on souhaite obtenir un gain de 16dB ce qui nécessite donc une antenne hélice de 19 tours soit une hauteur minimale de 1,45m. Cette hauteur n'est clairement pas adaptée pour le projet puisque une hauteur plus faible est nécessaire afin de respecter le cahier des charges.

Pour la suite de l'étude, nous utilisons une antenne hélice dite de référence avec un nombre de tours égal à quatre, soit une hauteur de 30cm. Cette hauteur permet de garantir une bonne qualité de polarisation circulaire ( $RE=2dB$ ) et un niveau de lobes secondaires inférieur à 20 dB.

### 3. Antenne hélice de référence

Nous considérons donc une antenne hélice de référence dont les dimensions ont été définies dans la partie précédente. L'antenne est positionnée sur un plan de masse circulaire de diamètre à peu près égal à  $\lambda$  à la fréquence centrale (910MHz) de la bande RFID UHF (30cm).

#### a) Coefficient de réflexion

Nous présentons ici les performances en adaptation ( $S_{11}$ ) et en rayonnement de l'antenne hélice de 300mm de hauteur. Le module du coefficient de réflexion de l'antenne est présenté sur la Figure 30. L'antenne hélice est adaptée dans la bande RFID UHF (860-960MHz).

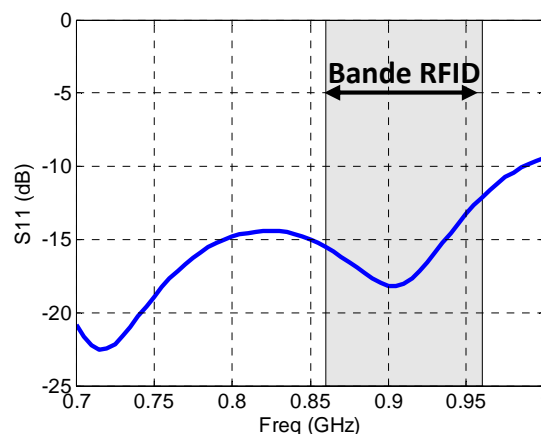


Figure 30 Module du coefficient de réflexion de l'antenne hélice de référence



### b) Diagramme de rayonnement

La Figure 31 présente le diagramme de rayonnement en 3D de l'antenne. Le rayonnement de l'antenne est directif dans la direction axiale.

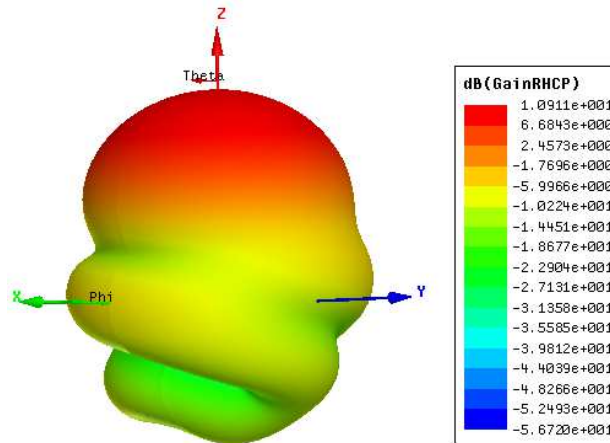


Figure 31 Diagramme de rayonnement 3D de l'antenne hélice de référence à  $f=910\text{MHz}$

La Figure 32(a) présente le diagramme de rayonnement 2D en polarisation circulaire de l'antenne pour les fréquences 860MHz, 910MHz et 960MHz qui représentent respectivement le début, le centre et la fin de la bande UHF. La Figure 32(b) présente le rapport d'ellipticité pour les mêmes fréquences. La structure d'une antenne hélice étant quasiment symétrique le rayonnement résultant est également symétrique. Nous pouvons dans ce cas, présenter le rayonnement dans un seul plan de coupe pour  $\phi=0^\circ$ . Le rayonnement est identique pour les trois fréquences étudiées avec un gain de 10,7dB, une ouverture à mi-puissance de  $50^\circ$  et un niveau des lobes secondaire à 18dB du lobe principal. Le rapport d'ellipticité est lui aussi identique pour les fréquences étudiées avec un minimum de 2,3dB, et une ouverture à mi-puissance de  $40^\circ$ .

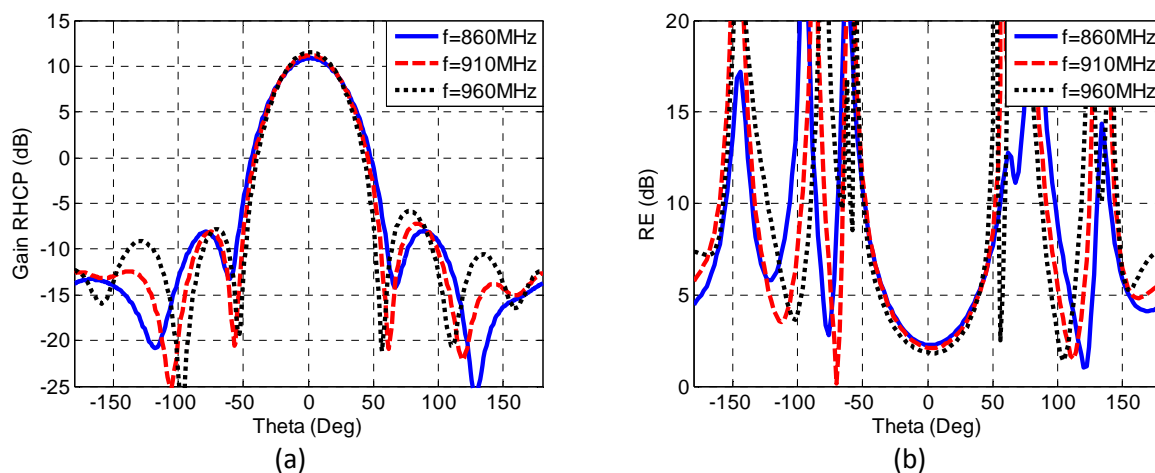


Figure 32 Diagrammes de rayonnement en gain et RE à différentes fréquences pour  $\phi=0^\circ$

### c) Performances en fonction de la fréquence

La Figure 33 présente le gain RHCP et le rapport d'ellipticité en fonction de la fréquence. Ces résultats sont obtenus dans la direction axiale de l'antenne.

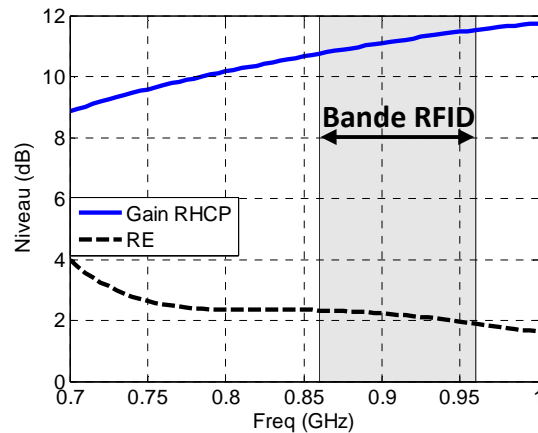


Figure 33 Gain RHCP et rapport d'ellipticité de l'antenne en fonction de la fréquence

L'antenne hélice de référence permet de proposer un gain RHCP supérieur à 10dB et une polarisation circulaire de bonne qualité ( $RE < 2,2\text{dB}$ ) dans toute la bande de fréquence considérée. Cependant, le gain et la directivité de l'antenne sont insuffisants pour répondre au cahier des charges.

## III. Antenne hélice associée à des réflecteurs

Dans le chapitre 1, nous avons présenté les travaux de A.R. Djordjevic [3]-[4] menés sur une antenne hélice de grande dimension ( $N=16$ ) associée à différents réflecteurs. On rappelle que le réflecteur cylindrique permet d'améliorer le gain de 1,5dB et le réflecteur conique augmente le gain de 3,5dB. Nous proposons dans cette partie d'associer l'antenne hélice de référence à ces différents réflecteurs et de les optimiser pour répondre à notre cahier des charges.

### 1. Réflecteur planaire

L'antenne hélice est régulièrement associée à un plan de masse planaire de la forme d'un disque ou d'un carré. Dans [1], il est montré que l'antenne hélice nécessite un plan de masse fini avec un diamètre de  $0,75\lambda$  à la fréquence centrale pour obtenir le maximum de gain. Afin de déterminer le plan de masse idéal pour l'antenne hélice de référence, nous présentons une étude paramétrique menée sur le diamètre d'un réflecteur de forme circulaire sur la Figure 34.

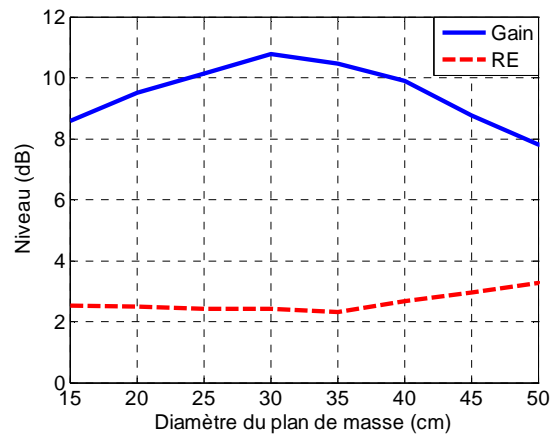


Figure 34 Influence du plan de masse sur le gain et sur le rapport d'ellipticité à  $f=910\text{MHz}$

Le gain maximum de l'antenne hélice de référence est atteint pour un diamètre de 30cm. Le rapport d'ellipticité minimum est obtenu pour un diamètre de 35cm. La valeur du rapport d'ellipticité étant faible entre un diamètre de 30cm et 35cm, nous utilisons un plan de masse de diamètre de 30cm pour obtenir le maximum de gain.

## 2. Réflecteur cylindrique

### a) Géométrie de la structure

L'antenne hélice est placée au centre d'un réflecteur cylindrique. Le cylindre creux est défini par son rayon ( $R_{cyl}$ ) et sa hauteur ( $H_{cyl}$ ). Une étude paramétrique sur ces deux grandeurs permet de déterminer le réflecteur optimal pour atteindre le maximum de directivité dans la direction axiale de l'antenne.

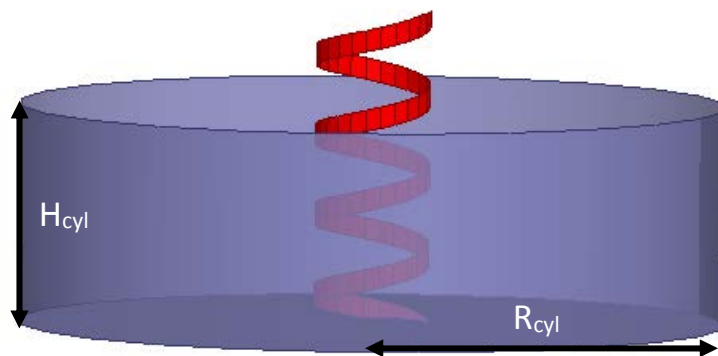


Figure 35 Antenne hélice dans son plan réflecteur cylindrique

### *b) Etude paramétrique*

L'influence de ces paramètres ( $R_{cyl}$ ,  $H_{cyl}$ ) sur le gain de l'antenne de hauteur 30cm est représentée sur la Figure 36. Le rayon de la cavité cylindrique varie de 15cm à 40cm et la hauteur de 10cm à 30cm.

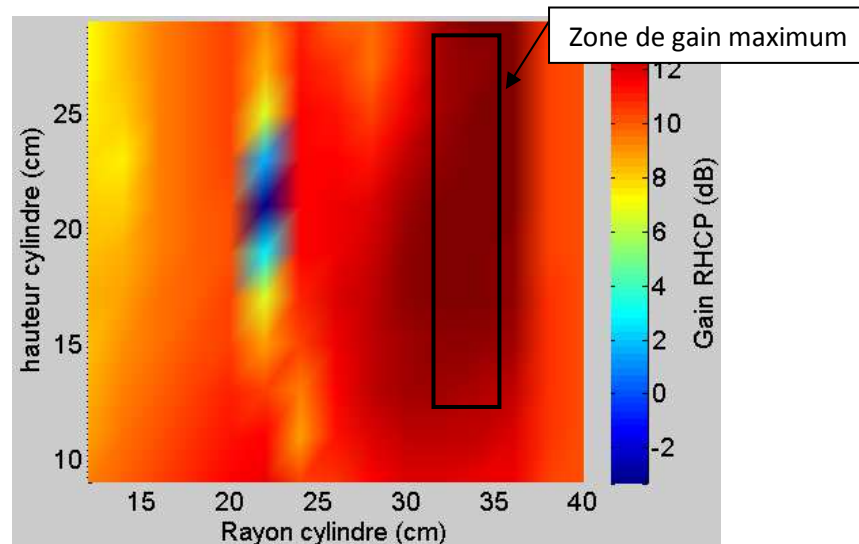


Figure 36 Gain en fonction de la hauteur et du rayon du réflecteur cylindrique

La Figure 36 permet de distinguer une zone où le gain est supérieur à 13dBic. Pour cela les dimensions du cylindre doivent être comprises entre  $31\text{cm} < R_{cyl} < 36\text{cm}$  et  $12\text{cm} < H_{cyl} < 28\text{cm}$ . Le gain maximal dans cette zone est de 13,7dBic soit une augmentation du gain de 3dB par rapport à l'antenne de référence, pour une hauteur du réflecteur de 21cm ( $0,6\lambda$ ) et un rayon de 34cm ( $0,98\lambda$ ) à la fréquence de 910MHz.

### *c) Influence de la géométrie du réflecteur*

Nous souhaitons montrer l'influence des paramètres géométriques du réflecteur cylindrique sur le gain et le rapport axial. Dans un premier temps, nous présentons l'étude menée sur le rayon du cylindre. Dans un second temps, l'influence de la hauteur du cylindre sera évaluée.

Le coefficient de réflexion n'est pas présenté car il n'est pas perturbé par la variation du rayon du cylindre. La structure antennaire conserve sa bande passante dans la bande UHF.

Nous présentons le gain et le rapport d'ellipticité en fonction de la fréquence pour différents rayons sur la Figure 37. Le rayon du réflecteur modifie la position de la bande passante du gain RHCP de l'antenne. Lorsque le rayon du cylindre augmente, la bande passante en gain est déplacée vers les fréquences plus basses mais la largeur de bande reste inchangée.

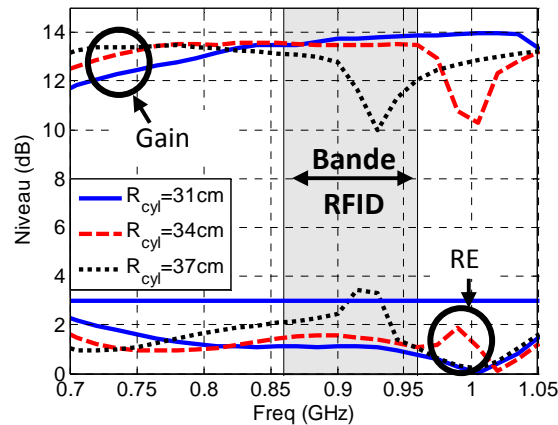


Figure 37 Gain RHCP et axial ratio de l'antenne hélice dans le réflecteur cylindrique pour différents rayon en fonction de la fréquence

En choisissant le rayon du réflecteur équivalent à la longueur d'onde de 910MHz, nous pouvons obtenir le gain maximum dans la bande RFID UHF. Nous remarquons que lorsque  $R_{cyl} \approx 1,1\lambda$ , on observe une chute de gain de 3dB environ et également accompagnée d'une dégradation du RE. Cette dimension particulière peut être assimilée à une fréquence de coupure du réflecteur cylindrique.

Tout comme le rayon, nous présentons l'étude paramétrique menée sur la hauteur du cylindre. Celle-ci n'influence pas le coefficient de réflexion. En effet, l'antenne reste bien adaptée dans la bande UHF quelle que soit la hauteur. Ce paramètre n'est donc pas présenté.

La Figure 38 présente le gain et le rapport d'ellipticité de l'antenne en fonction de la fréquence pour différentes hauteurs du réflecteur cylindrique.

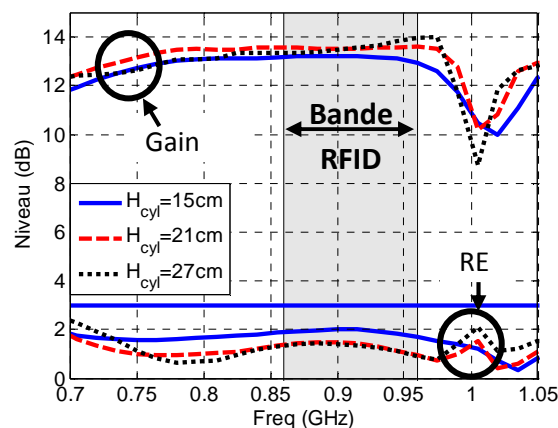


Figure 38 Gain RHCP et axial ratio de l'antenne hélice dans le réflecteur cylindrique pour différentes hauteurs en fonction de la fréquence

La hauteur du réflecteur permet de maximiser le gain de l'antenne. Le maximum de gain est atteint pour une hauteur comprise entre  $0,54\lambda$  et  $0,66\lambda$ . Le rapport d'ellipticité est inférieur à 2dB pour les différentes hauteurs étudiées. La bande passante en fréquence du rapport d'ellipticité est conservée peu importe la hauteur du cylindre.

#### d) Influence de la hauteur de l'antenne hélice dans la cavité cylindrique

Après avoir présenté l'influence des paramètres géométriques du réflecteur, nous présentons l'influence de la hauteur de la source pour évaluer son interaction avec le gain et le rapport d'ellipticité. La Figure 39 présente l'évolution du gain et du rapport d'ellipticité en fonction de la hauteur de l'hélice à la fréquence de 910MHz dans la direction axiale.

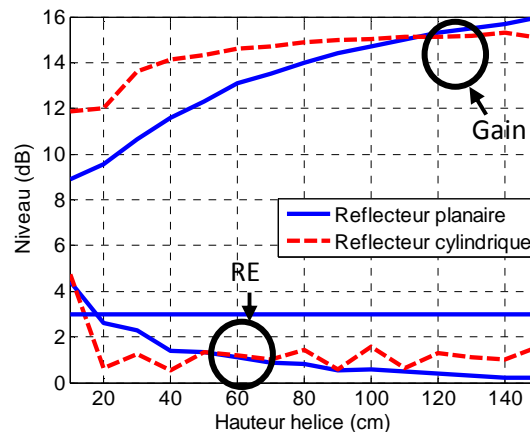


Figure 39 Gain RHCP et rapport d'ellipticité en fonction de la hauteur de l'hélice à  $f=910\text{MHz}$

Le réflecteur cylindrique permet l'amélioration du gain pour une hauteur d'antenne hélice inférieure à 1,1m. Au-delà de cette hauteur, l'antenne hélice génère un gain supérieur à l'hélice avec cavité. La solution du cylindre comme réflecteur est bénéfique pour de faibles hauteurs de l'hélice. Dans le cas où celle-ci est comprise entre 20cm et 50cm, le gain est amélioré de 2dB en moyenne avec un maximum de 3dB. Dans cette même plage de hauteur, le rapport d'ellipticité est également amélioré de 1dB pour une hauteur de 20cm et de 0,5dB pour 40cm. Au-delà de ces valeurs, la cavité cylindrique n'améliore pas la qualité de polarisation.

#### e) Diagramme de rayonnement de l'hélice dans le réflecteur cylindrique

Dans cette partie, le diagramme de rayonnement de l'antenne hélice de 30cm est présenté en présence du réflecteur cylindrique optimal ( $R_{\text{cyl}}=34\text{cm}$  et  $H_{\text{cyl}}=21\text{cm}$ ).

Le diagramme de rayonnement est présenté en 3D sur la Figure 40. Le rayonnement de l'antenne présente un diagramme directif dans l'axe de l'antenne. Le rayonnement de l'antenne reste symétrique en présence de la cavité cylindrique.

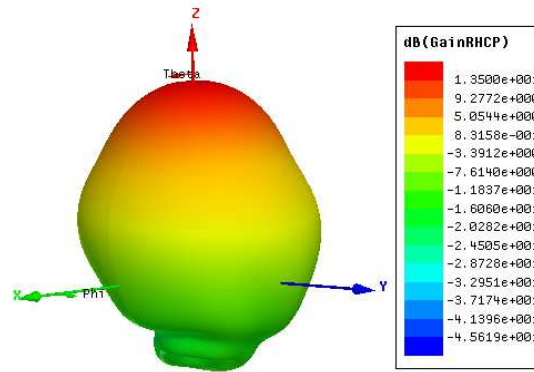


Figure 40 Diagramme de rayonnement en 3D de l'antenne hélice de référence dans la cavité cylindrique à  $f=910\text{MHz}$

La Figure 41(a) présente la comparaison du diagramme de rayonnement 2D en gain de l'antenne hélice sur un réflecteur plan et un réflecteur cylindrique. La Figure 41(b) présente le diagramme rayonnement à différentes fréquences de la bande UHF (860MHz-910MHz-960MHz) pour l'antenne hélice dans le réflecteur cylindrique.

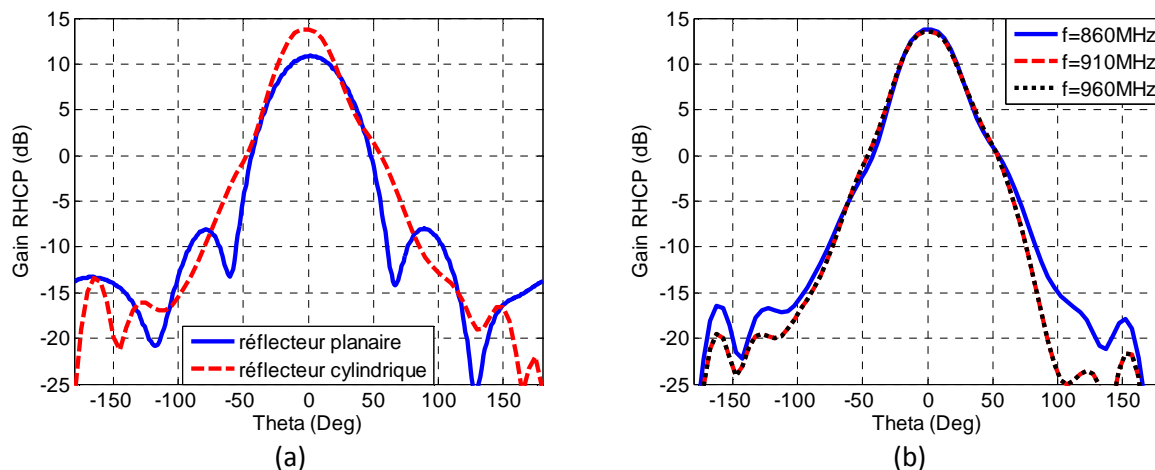


Figure 41 Rayonnement de l'antenne hélice sur un réflecteur plan et cylindrique à  $f=910\text{MHz}$  (a), Rayonnement de l'antenne hélice dans le réflecteur cylindrique pour différentes fréquences de la bande UHF (b)

La comparaison des diagrammes de rayonnement met en évidence l'influence du réflecteur cylindrique. Celui-ci réduit le niveau des lobes secondaires et du rayonnement arrière en augmentant le gain dans l'axe et en élargissant le lobe principal. Cette réduction du rayonnement arrière et des lobes secondaires est due à la cavité qui permet de confiner l'énergie du champ électrique dans la direction axiale. Le rayonnement de l'antenne reste identique dans toute la bande UHF, avec un gain de 13,7dB et une ouverture à mi-puissance de  $34^\circ$ . Un épaulement apparaît sur le diagramme de rayonnement aux différentes fréquences relevées à la position  $\theta=\pm 50^\circ$ . Pour expliquer cette déformation, nous proposons de visualiser l'amplitude du champ électrique dans la cavité (Figure 42).

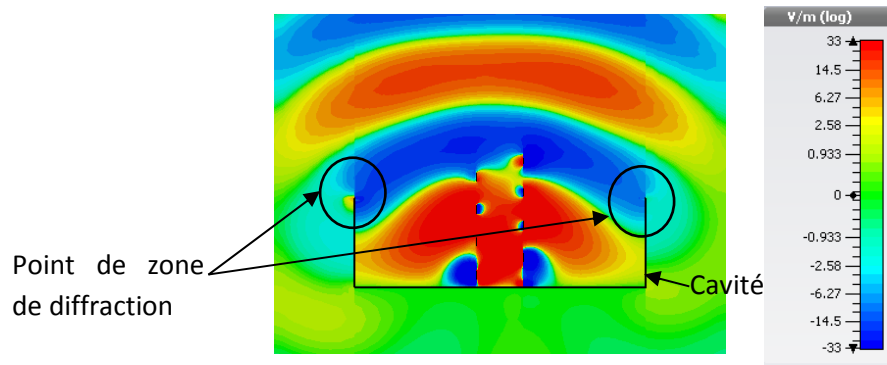


Figure 42 Cartographie du champ électrique dans la cavité cylindrique, vue de profil

Le champ généré par l'antenne hélice est confiné dans le cylindre puis guidé dans la direction axiale. Lorsque celui-ci se présente à l'extrémité du réflecteur, cela crée un point diffractant, qui se concrétise par l'épaulement remarqué sur le diagramme de rayonnement.

### *f) Performances en fonction de la fréquence de l'antenne hélice dans le réflecteur cylindrique*

Sur la Figure 43, nous remarquons que le réflecteur a un impact très faible sur le module du coefficient de réflexion de l'antenne hélice. La bande passante couvre parfaitement la bande de fréquence UHF (860-960MHz).

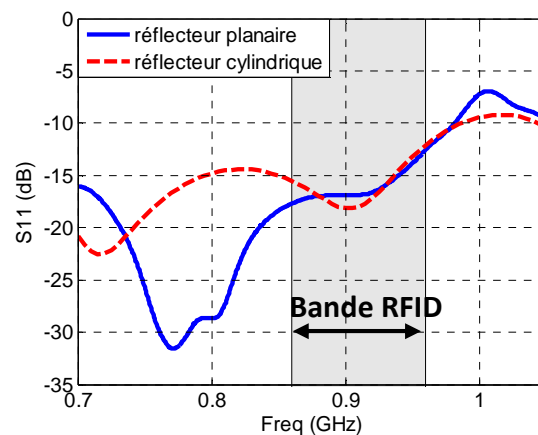


Figure 43 Module du coefficient de réflexion de l'antenne hélice dans la cavité cylindrique et sur le plan de masse

Le gain RHCP et le rapport d'ellipticité en fonction de la fréquence sont présentés sur la Figure 44. Le réflecteur cylindrique accroît le gain de 2dB en moyenne dans la bande RFID UHF avec une augmentation maximale du gain de 3dB à 910MHz. L'association de l'antenne hélice avec la cavité cylindrique permet de stabiliser le gain de l'antenne et d'améliorer la qualité de polarisation circulaire. Le rapport d'ellipticité est réduit de 0,5dB pour une valeur moyenne de 1,5dB dans la bande 860-960MHz.



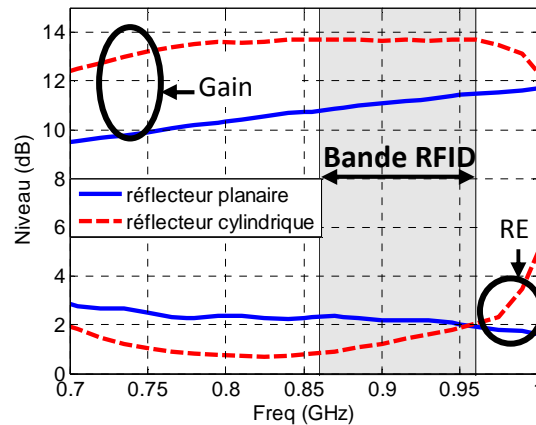


Figure 44 Gain RHCP et rapport d'ellipticité de l'antenne hélice dans le réflecteur cylindrique en fonction de la fréquence ( $\varphi=\theta=0^\circ$ )

Cette partie a mis en évidence l'effet du réflecteur cylindrique qui permet d'améliorer le gain de 3dB et la qualité de polarisation d'une antenne hélice de faible hauteur. L'antenne est suffisamment compacte pour les besoins du projet avec une hauteur inférieure à 50cm. Cependant, l'ouverture à mi-puissance est de  $34^\circ$  avec un gain associé de 13,7dB ce qui n'est pas suffisant pour répondre au cahier des charges.

### 3. Réflecteur conique

#### a) Géométrie de la structure

Le second réflecteur étudié est de type conique qui, d'après [3], présente de meilleures performances en terme de gain que le réflecteur cylindrique. Le réflecteur conique est défini par un rayon de base ( $R_{base}$ ), une hauteur de cône ( $H_{cône}$ ) et un rayon de sommet ( $R_{som}$ ). L'antenne hélice de référence associée au réflecteur conique est représentée sur la Figure 45.

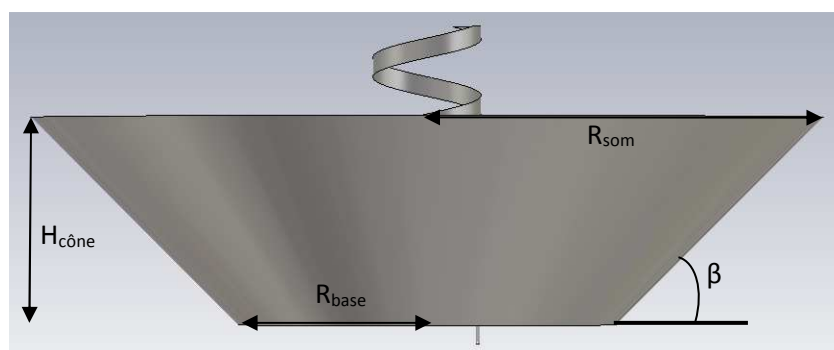


Figure 45 Réflecteur conique vue de profil

### b) Etude paramétrique

Pour optimiser le réflecteur, une étude paramétrique est menée sur les trois dimensions qui le définissent. Le rayon de base varie entre 8cm et 24cm, le rayon du sommet varie entre 10cm et 50cm et la hauteur du cône de 5cm à 30cm (Figure 45) ce qui correspond à faire varier l'angle  $\beta$  de  $20^\circ$  à  $85^\circ$ . La Figure 46 présente l'étude paramétrique réalisée en fixant l'un des trois paramètres et en modifiant les deux autres pour constater leurs influences sur le gain. La Figure 46(a) présente le gain dans l'axe en fonction de la hauteur et du rayon de base du cône tandis que la Figure 46(b) présente le gain dans l'axe en fonction du rayon de base et du rayon du sommet du cône.

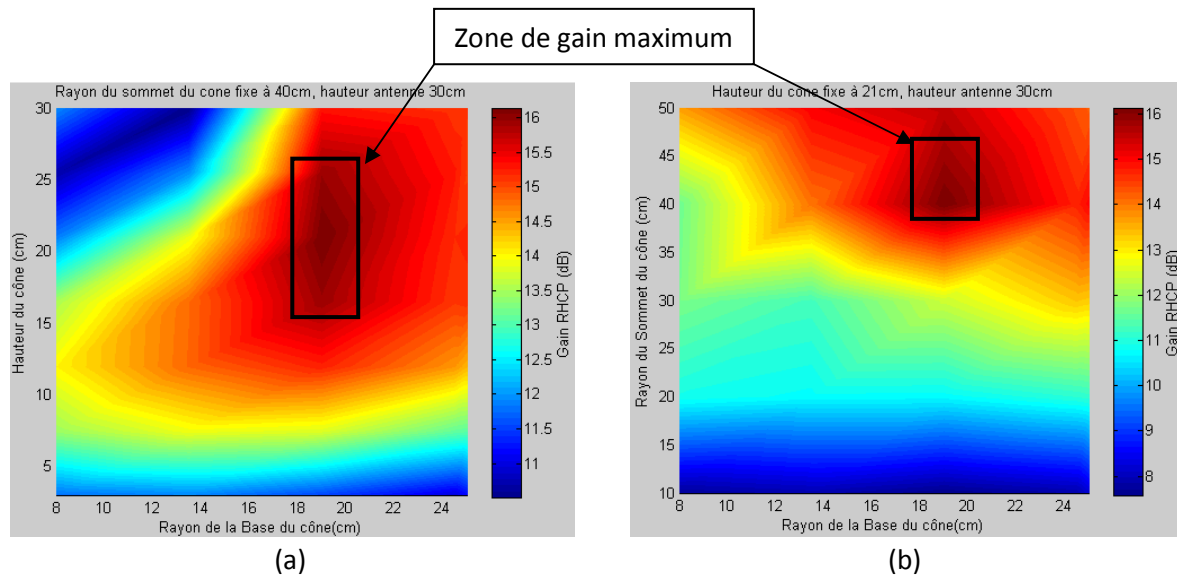


Figure 46 (a) Gain en fonction de la hauteur et de la base du cône, (b) Gain en fonction du sommet et de la base du cône à  $f=910\text{MHz}$  ( $\varphi=\theta=0^\circ$ )

Les graphiques précédents permettent d'établir les dimensions optimales du réflecteur pour obtenir une amélioration des performances de l'antenne. Sur les deux graphiques, il apparaît une zone où le gain est maximisé par la cavité. Sur la Figure 46 (a), le gain est supérieur à 16dB pour  $R_{\text{base}}$  compris entre 17cm et 21cm pour  $H_{\text{cône}}$  compris entre 15cm et 26cm et pour  $R_{\text{som}} = 40\text{cm}$ . Sur la Figure 46 (b), le gain est supérieur à 16dB pour  $R_{\text{base}}$  compris entre 17cm et 21cm et  $R_{\text{som}}$  compris entre 36cm et 46cm, pour  $H_{\text{cône}} = 21\text{cm}$ . Dans chacune de ces zones, le gain maximal apparaît pour les dimensions du cône suivante :  $R_{\text{base}} = 19\text{cm}$ ,  $R_{\text{som}} = 40\text{cm}$  et  $H_{\text{cône}} = 21\text{cm}$ . Le gain obtenu est de 16,5dB soit une augmentation de 5,8 dB du gain par rapport à l'antenne de référence.

### c) Influence de la géométrie du réflecteur conique

Cette partie est consacrée à l'étude des différents paramètres géométriques du cône pour comprendre leurs influences sur le gain et le rapport axial de l'antenne hélice.

Tout d'abord, nous fixons la hauteur du cône à 21cm et le rayon de base à 19cm. L'influence du rayon du sommet sur le gain et le rapport d'ellipticité est présentée sur la Figure 47.

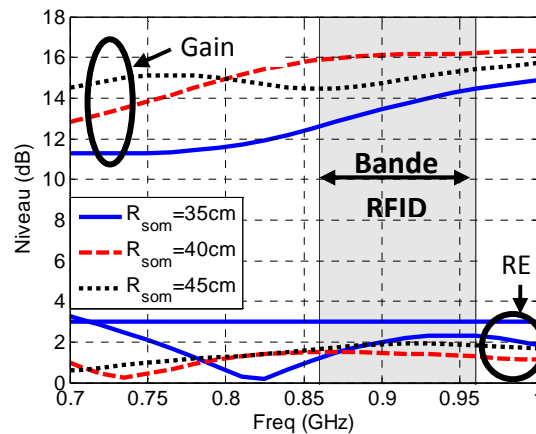


Figure 47 Gain RHCP et rapport d'ellipticité en fonction de la fréquence pour différents rayon du sommet pour ( $\varphi=\theta=0^\circ$ )

D'après l'étude paramétrique, il est constaté que l'ouverture du réflecteur ( $R_{som}$ ) est un point important pour obtenir une augmentation du gain de l'antenne hélice. En effet, le gain optimal est obtenu pour une ouverture de 40cm pour le rayon du sommet du cône. Pour un rayon plus grand ou plus petit, le gain devient plus faible. Le rayon du sommet du cône ne présente pas d'influence importante sur le rapport d'ellipticité de l'antenne.

L'étude paramétrique suivante est menée sur la hauteur ( $H_{cône}$ ) et l'angle du cône alors que le rayon au sommet du réflecteur est fixé à 40cm. Nous étudions l'impact de ces deux paramètres géométriques sur le gain RHCP à la fréquence de 910MHz et dans la direction axiale de l'antenne.

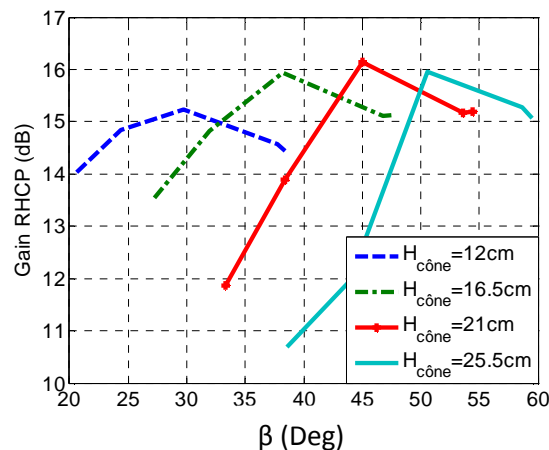


Figure 48 Gain RHCP en fonction de l'angle du cône pour différentes hauteur du réflecteur à  $f=910MHz$

A la lecture des résultats, nous remarquons qu'il existe une configuration optimale pour chaque hauteur, à laquelle correspond un angle d'inclinaison du réflecteur. Ces différentes solutions optimales présentent des gains supérieurs à 15dB. Une seule solution présente un gain supérieur à 16dB. Il s'agit de la solution optimale déjà présentée sur le réflecteur conique avec un angle de  $45^\circ$  et une hauteur de 21cm. Cette solution présente le cône optimal pour obtenir le maximum de gain dans la direction axiale de l'antenne.

#### d) Influence de la hauteur de l'antenne hélice dans le réflecteur conique

Le réflecteur conique étant optimisé, nous souhaitons étudier l'influence de la source sur le gain et le rapport d'ellipticité de la structure antennaire. Pour cela, nous réalisons une étude paramétrique sur la hauteur de l'antenne hélice (Figure 49).

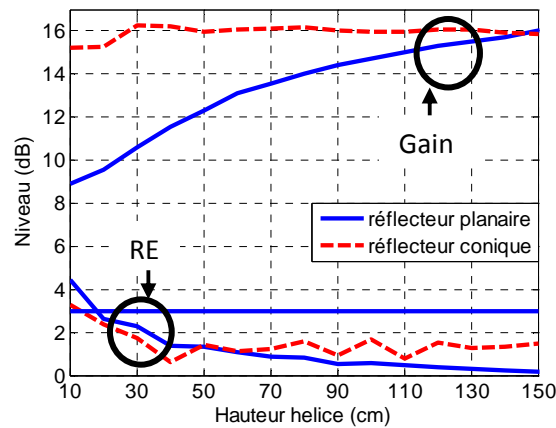


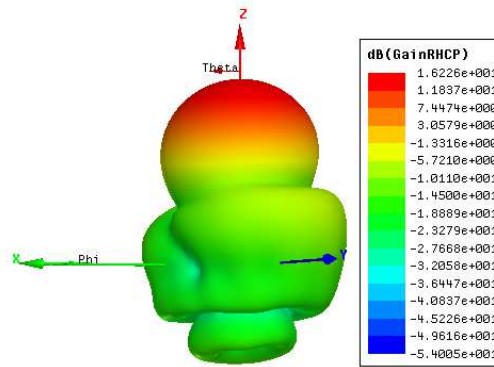
Figure 49 Gain RHCP et rapport d'ellipticité de l'antenne hélice dans le réflecteur cylindrique en fonction de la hauteur de l'hélice à  $f=910\text{MHz}$  ( $\varphi=\theta=0^\circ$ )

D'après les résultats de l'étude paramétrique, il apparaît que l'antenne hélice doit présenter une hauteur minimale de 30cm pour garantir un gain de 16dB. Au-delà de cette hauteur, le gain reste figé à 16dB mais le rapport d'ellipticité continue à diminuer. Le rapport d'ellipticité étant de bonne qualité pour une hauteur de 30cm, il n'est pas nécessaire d'utiliser une hélice plus haute. Par contre, il convient de respecter une hauteur minimum d'hélice afin d'assurer une bonne polarisation circulaire ( $RE=3\text{dB}$ ).

#### e) Diagrammes de rayonnement de l'hélice dans le réflecteur conique

Dans cette partie, nous présentons les diagrammes de rayonnement de l'antenne hélice de référence associée au réflecteur conique optimal obtenu après optimisation ( $R_{\text{base}}=19\text{cm}$ ,  $R_{\text{som}}=40\text{cm}$  et  $H_{\text{cône}}=21\text{cm}$ ).

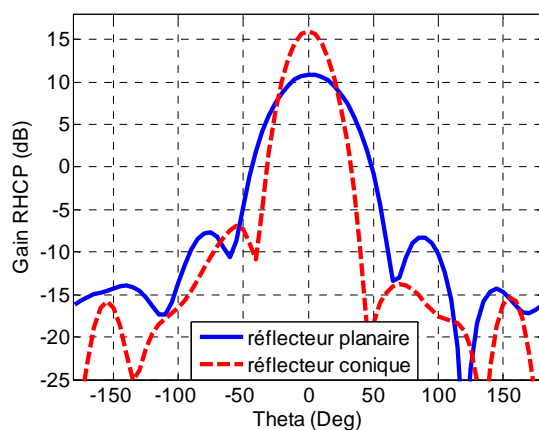
La Figure 50 présente le diagramme de rayonnement 3D de l'antenne hélice de référence dans la cavité conique optimisée. On peut constater que le rayonnement est plus directif que dans les cas précédents.



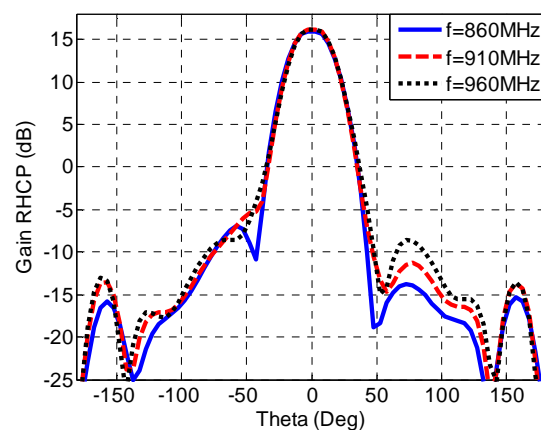
(a)

Figure 50 Diagramme de rayonnement 3D de l'antenne hélice de référence dans la cavité conique

Le diagramme de rayonnement 2D en gain RHCP de l'antenne avec cavité conique est comparé avec celui de l'antenne hélice sur un réflecteur plan sur la Figure 51(a). Le rayonnement pour différentes fréquences de la bande UHF est présenté Figure 51 (b).



(a)



(b)

Figure 51 (a) Rayonnement de l'antenne hélice avec le réflecteur conique et le réflecteur plan,  $f=910\text{MHz}$  ; (b) Rayonnement pour différentes fréquences

Comme le réflecteur cylindrique, le réflecteur conique permet de réduire le niveau des lobes secondaires. Le rayonnement de l'antenne est directif avec une ouverture à mi-puissance de  $28^\circ$  et le niveau des lobes secondaires  $< -20\text{dB}$ . De plus, le diagramme de rayonnement en gain est constant dans la bande UHF.

#### *f) Performances en fonction de la fréquence de l'antenne hélice dans le réflecteur conique*

La Figure 52 présente le module du coefficient de réflexion de l'antenne hélice associée au réflecteur conique optimal. L'antenne reste adaptée dans la bande RFID UHF.

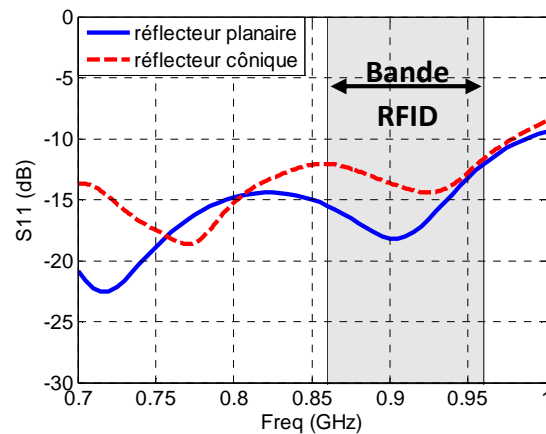


Figure 52 Module du coefficient de réflexion de l'antenne hélice dans le réflecteur conique

Les variations du gain RHCP et du rapport d'ellipticité en fonction de la fréquence et dans la direction axiale de l'antenne dans le réflecteur conique sont présentées sur la Figure 53. Une comparaison est réalisée avec l'antenne hélice associée à un réflecteur plan.

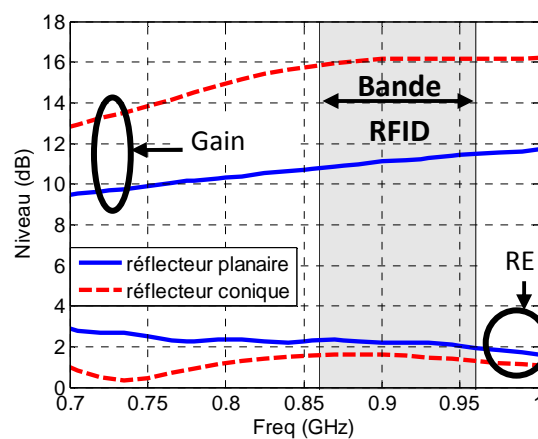


Figure 53 Comparaison du gain RHCP et rapport d'ellipticité en fonction de la fréquence, de l'antenne hélice sur un réflecteur plan et un réflecteur conique

Le gain RHCP de l'antenne est amélioré au maximum de 5,8dB à la fréquence de 910MHz. Le gain RHCP est stable dans la bande UHF et atteint 16dB ce qui répond au cahier des charges. De plus, le rapport d'ellipticité est lui aussi amélioré par le réflecteur conique de 0,5dB dans la bande UHF permettant ainsi une polarisation circulaire de meilleure qualité ( $RE < 2\text{dB}$ ).

Dans la partie suivante, nous présentons une étude menée sur le champ électrique, afin de mieux comprendre l'effet des réflecteurs sur les performances de l'antenne hélice.

## IV. Etude du champ électrique pour les différents réflecteurs associés à l'antenne hélice

### 1. Cartographie du champ électrique

Dans cette partie, nous observons les cartographies de l'amplitude du champ électrique au sein des différents réflecteurs. Cette étape permet de visualiser et de comprendre comment la directivité est améliorée par les réflecteurs. La cartographie du champ  $E$  est présentée dans deux plans de coupe : le premier suivant les axes  $ZY$ , et le second sur le plan  $YX$  à une distance de  $0,5\lambda$  de l'antenne hélice.

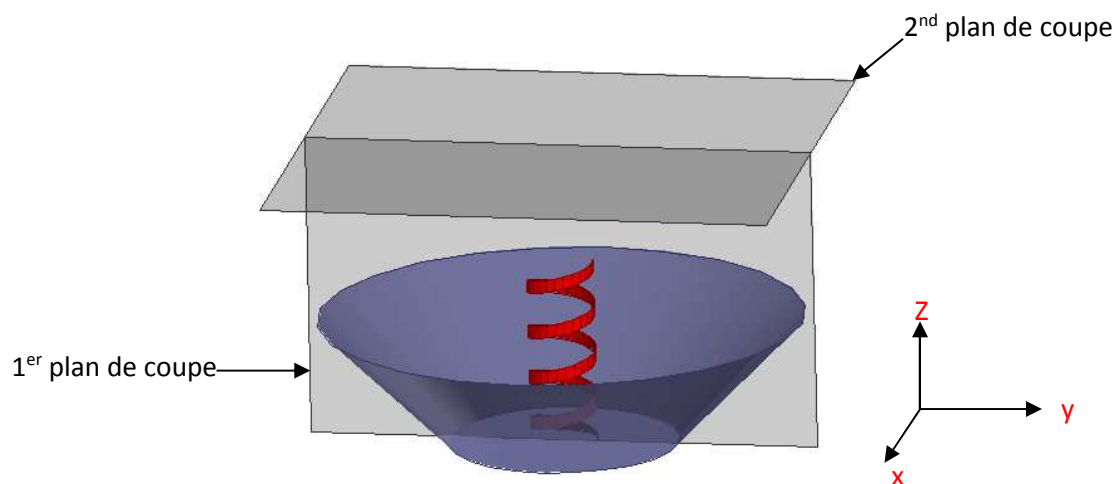


Figure 54 Antenne avec lignes de cartographies

Le même plan de coupe a été imposé aux différents réflecteurs de l'antenne hélice. La Figure 55 représente la cartographie prélevée dans les deux plans de coupe pour l'antenne hélice sur les trois réflecteurs. Le niveau du champ électrique est le même pour chaque graphique.

La cartographie réalisée dans le premier plan de coupe (Figure 55 (a, b et c)) montre l'effet des cavités sur le rayonnement arrière et sur les lobes secondaires. En effet, les bords métalliques des cavités cylindrique et conique limitent la propagation du champ autour de l'antenne. Cela a pour effet de concentrer le champ dans la direction axiale. Nous constatons que la surface conique permet d'accompagner la propagation du champ EM de façon progressive vers l'extérieur grâce à la forme évasée de la cavité (Figure 55(c)), contrairement à la cavité cylindrique qui avec sa paroi verticale crée une discontinuité du champ (Figure 55(b)).

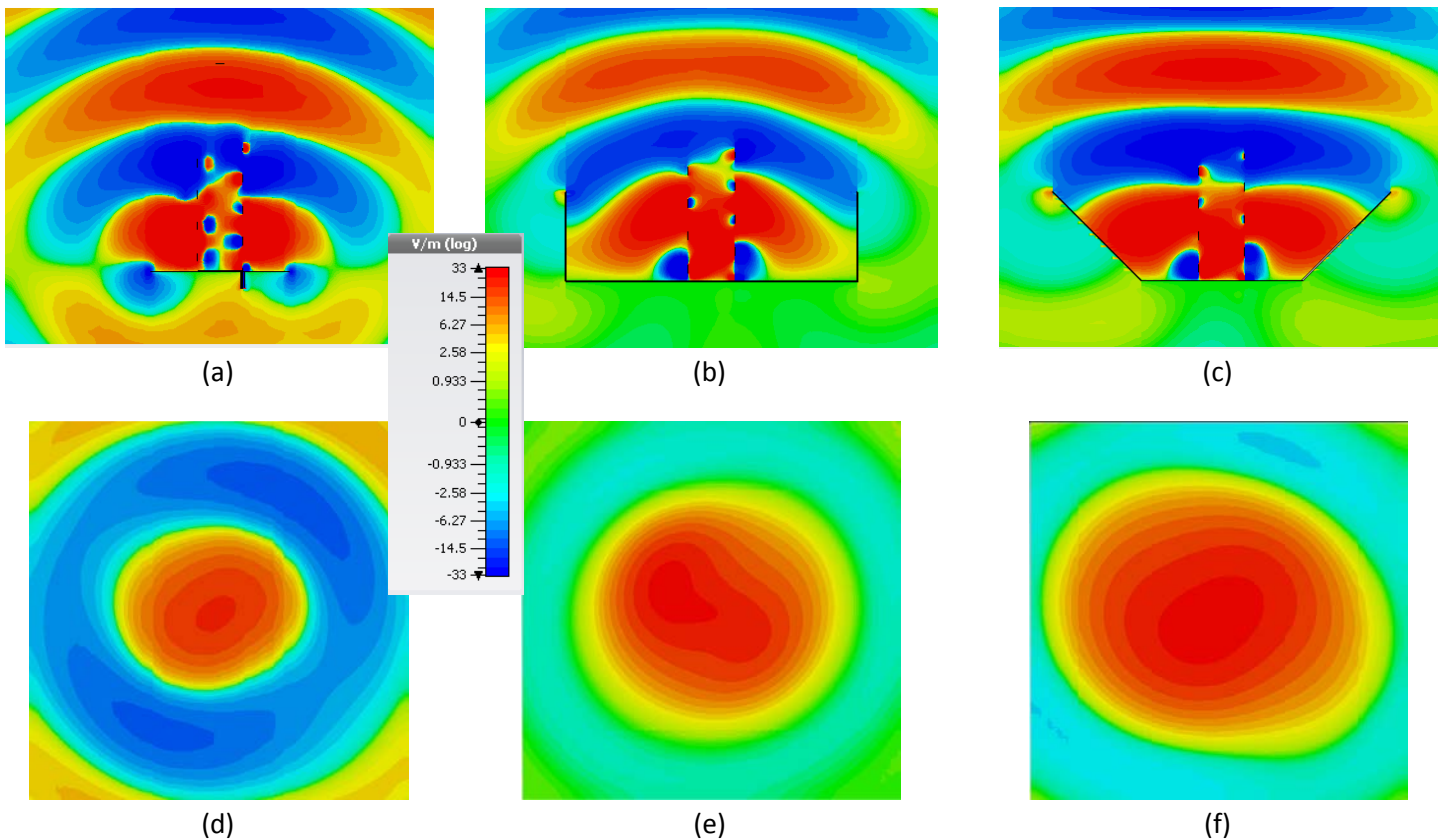


Figure 55 Cartographie de l'amplitude du champ E dans le premier plan de coupe (XY) de l'antenne hélice sur (a) réflecteur plan, (b) réflecteur cylindrique et (c) réflecteur conique. Cartographie du champ E dans le second plan de coupe (ZY) de l'antenne hélice sur (a) réflecteur plan, (b) réflecteur cylindrique et (c) réflecteur conique.

Dans le second plan de coupe (Figure 55 (d, e et f)), l'effet de concentration du champ électrique dans la direction axiale est bien visible. Le champ électrique est effectivement réparti sur une plus grande surface dans le cas des cavités que sur le réflecteur plan. De plus le champ est réparti de façon plus homogène dans la configuration de l'antenne hélice associée à la cavité conique. Dans la suite de l'étude, nous proposons d'étudier le champ électrique en 2D.

## 2. Variation du champ électrique en 2D

Pour une meilleure interprétation des résultats, nous présentons une comparaison des composantes  $x$  et  $y$  du champ électrique de l'antenne hélice pour les différents réflecteurs. Le niveau du champ électrique est relevé dans le second plan de coupe (Figure 54). La Figure 56 présente la phase et l'amplitude du champ  $E_x$  et  $E_y$  de l'antenne hélice pour les différents réflecteurs étudiés à la fréquence de 910MHz.



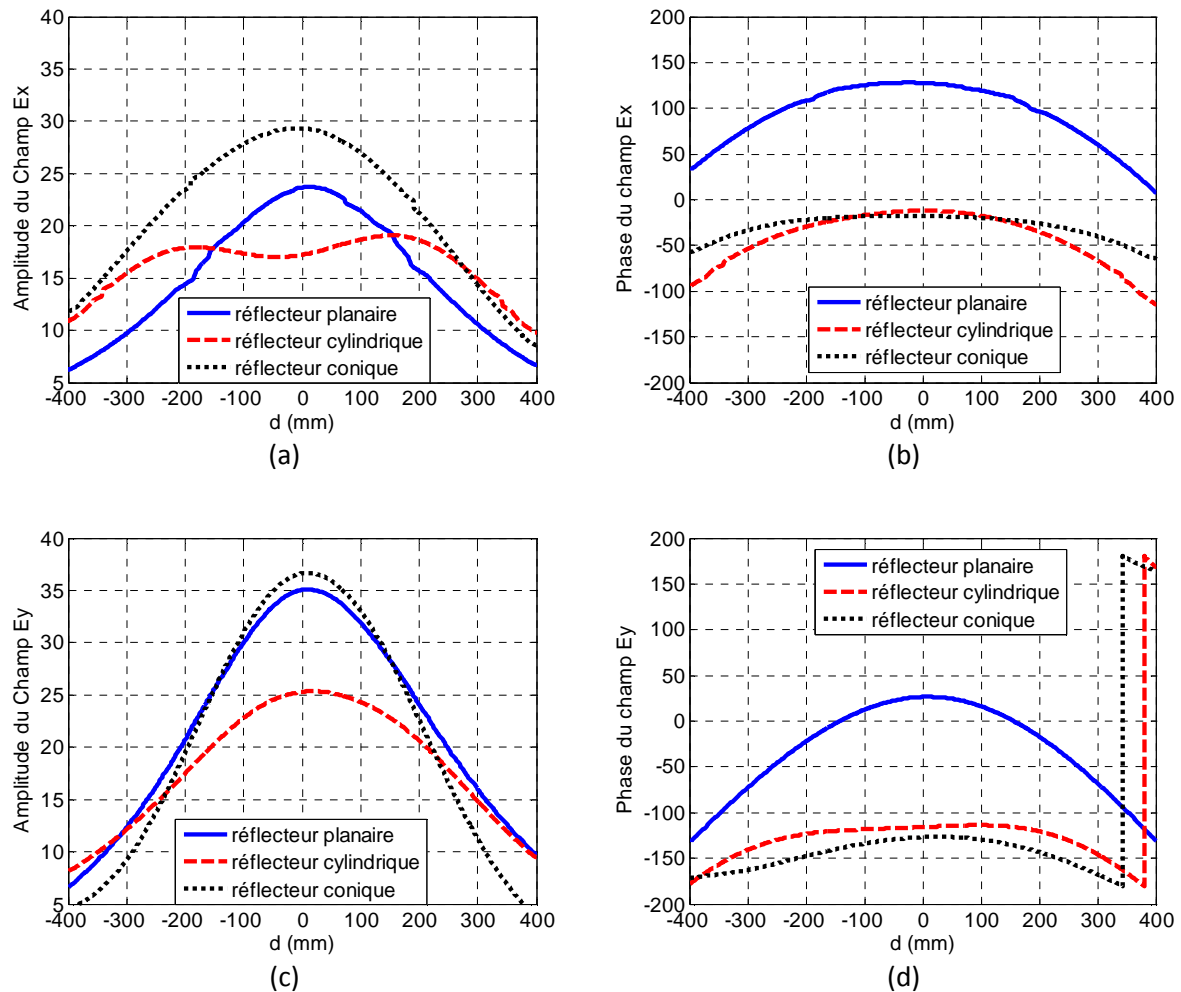


Figure 56 Comparaison des champs  $E_x$  et  $E_y$  pour les différents réflecteurs à  $f=910\text{MHz}$ , Amplitude du champ  $E_x$  (a), Phase du champ  $E_x$  (b), Amplitude du champ  $E_y$  (c), Phase du champ  $E_y$  (d).

Sur la Figure 56(a) et la Figure 56 (c), nous constatons que les réflecteurs avec des murs métalliques permettent une répartition du champ plus homogène à la sortie du réflecteur. Cet étalement du champ  $E$  permet d'obtenir un rayonnement plus directif. De plus, les phases du champ  $E$  dans les réflecteurs cylindrique et conique sont constantes ce qui renforce le rayonnement dans la direction axiale.

Le réflecteur conique possède une variation de phase moins rapide que le réflecteur cylindrique et présente également des amplitudes plus élevées ce qui explique la différence de directivité entre les deux réflecteurs.

Pour procéder à la validation des résultats numériques obtenus pour l'antenne hélice avec les deux types de réflecteurs, des prototypes ont été réalisés et mesurés. Les résultats sont présentés dans la partie suivante.

## V. Mesures de l'antenne hélice dans les réflecteurs cylindrique et conique

La réalisation des prototypes a été faite au sein du laboratoire de l'IETR. Ces prototypes sont mesurés en adaptation et en rayonnement afin de valider leurs fonctionnements pour les applications RFID.

### 1. Réflecteur cylindrique

Pour des questions de qualité de mesures, le prototype du réflecteur cylindrique a été réalisé pour fonctionner dans la bande ISM autour de 5,8GHz. Plus spécialement dans la bande ETC (Electronic Toll Collection) (5,725-5,875GHz) qui est utilisée en RFID pour des applications de portique autoroutier. Cette antenne peut être ainsi mesurée dans les infrastructures du laboratoire de l'IETR et notamment la base de mesure champ proche (SATIMO SG32).

Après avoir réalisé des études paramétriques similaires à celle réalisées sur l'antenne en bande UHF, nous obtenons les dimensions suivantes pour l'antenne hélice fonctionnant à 5,8GHz : un diamètre de 16,4mm, une hauteur de 45mm (N=4) et un angle d'enroulement de 12,5°. Pour le réflecteur, nous avons un rayon de 51mm et une hauteur de 31,5mm. Une photo du prototype est présentée sur la Figure 57.



Figure 57 Prototype de l'antenne hélice dans le réflecteur cylindrique

L'hélice est conçue avec un ruban de cuivre déposé sur une mousse Rohacell et le cylindre est conçu en aluminium. Les résultats de la mesure, réalisée dans le domaine fréquentiel, sont comparés aux simulations sur la Figure 58.

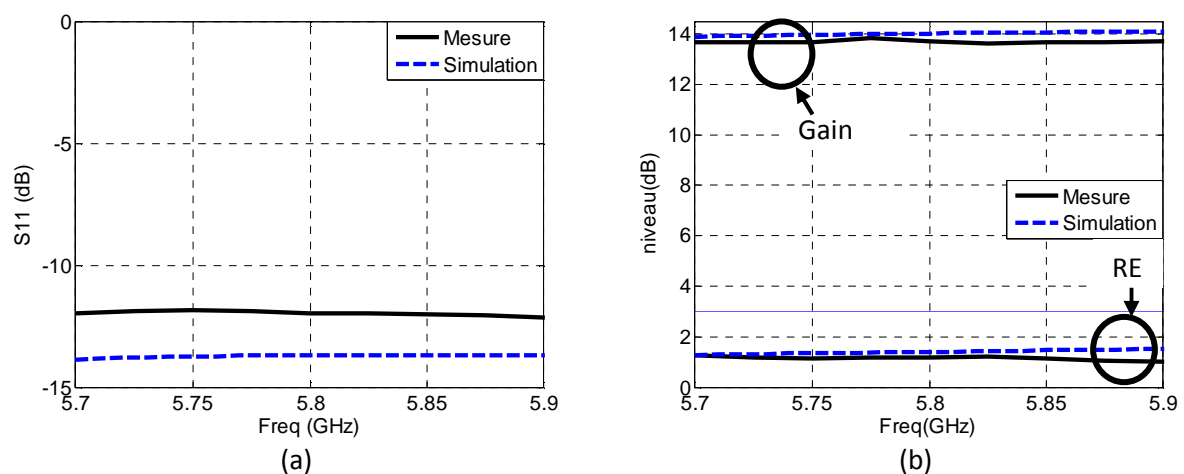


Figure 58 Module du coefficient de réflexion (a), gain et rapport d'ellipticité en fonction de la fréquence (b)

L'antenne est adaptée pour un fonctionnement à 5,8GHz avec un module du coefficient de réflexion ( $|S_{11}|$ ) inférieur à -10dB. Le gain et le rapport d'ellipticité sont en parfait accord avec les simulations. La Figure 59 présente les diagrammes de rayonnement de l'antenne mesurée et simulée.

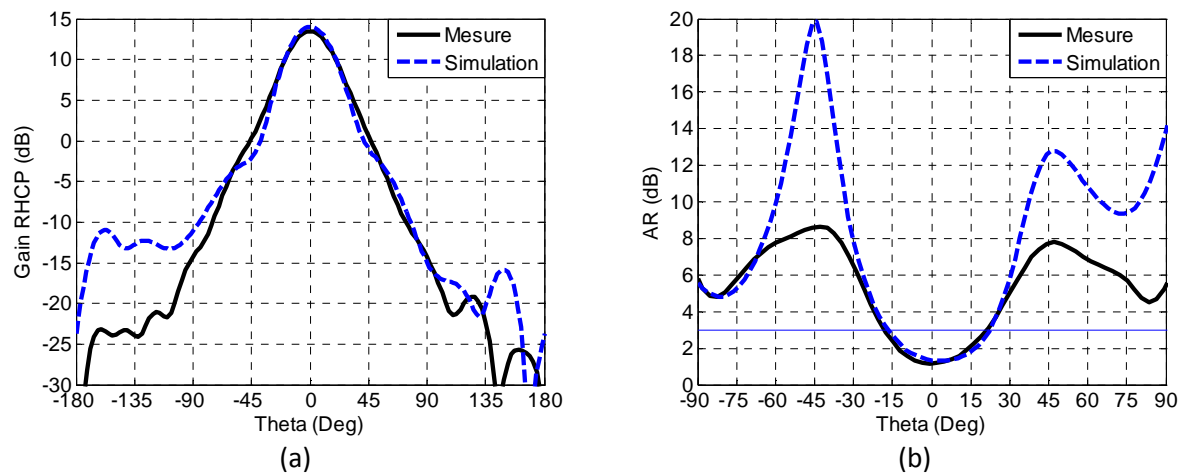


Figure 59 Rayonnement (a) gain, (b) rapport d'ellipticité de l'antenne hélice dans le réflecteur cylindrique à  $f=5,8\text{GHz}$  pour  $\varphi=0^\circ$

Nous constatons également une bonne corrélation entre la mesure et la simulation pour les diagrammes de rayonnement en gain et en rapport d'ellipticité. Le gain mesuré de l'antenne est de 13,8dB dans la direction axiale, avec une ouverture à mi-puissance de  $35^\circ$ . Le niveau des lobes secondaires est de 30dB par rapport au lobe principal. Le rapport d'ellipticité présente une valeur de 1,3dB dans la direction axiale, et une ouverture de  $34^\circ$  à 3dB.

La mesure a permis de valider le fonctionnement de l'antenne hélice associé au réflecteur cylindrique dans la bande ETC.

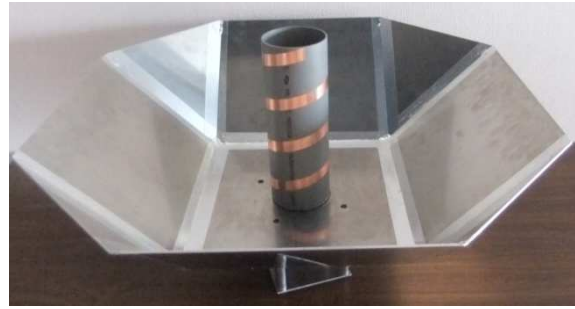
## 2. Réflecteur conique

Contrairement à l'antenne dans le réflecteur cylindrique, la mesure de l'antenne hélice dans le réflecteur conique a pu être effectuée dans la bande UHF. Pour cela, les mesures ont été réalisées dans une chambre anéchoïque de la DGA-MI à Bruz, qui est plus adaptée à ces fréquences que la base champ proche de l'IETR (Annexe A).

Le réflecteur conique optimal présente une hauteur de 21cm, un rayon à la base de 19cm et un rayon au sommet de 40cm. Quant à l'antenne hélice, elle possède une hauteur de 30cm, un rayon de 5,5cm et un angle d'enroulement de  $12,5^\circ$ . Le prototype est illustré sur la Figure 60. L'hélice est réalisée à l'aide d'un ruban de cuivre déposé sur un tube PVC. Après rétro-simulation le support en PVC n'apporte pas de perturbation et de perte sur les performances de l'antenne. Le réflecteur conique est réalisé en aluminium.



(a)

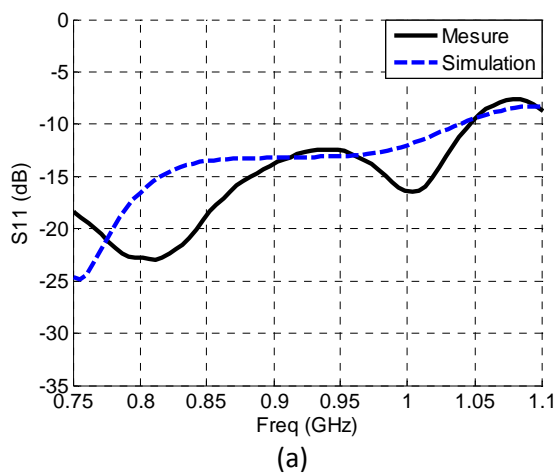


(b)

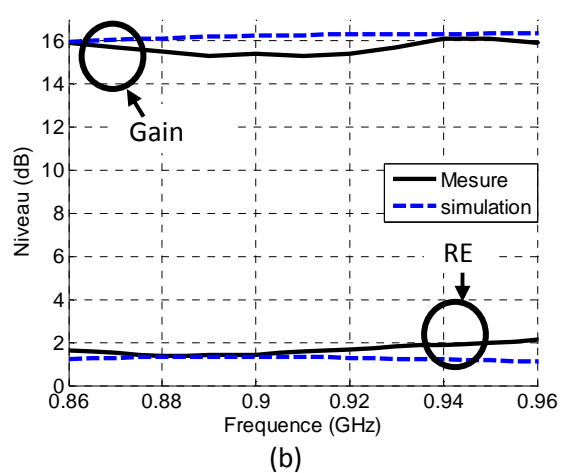
Figure 60 : Réalisation d'un prototype, (a) vue de profil, (b) vue de dessus

Sur la Figure 61, nous présentons le module du coefficient de réflexion de l'antenne, ainsi que le gain et le rapport d'ellipticité en fonction de la fréquence dans la direction  $\varphi=\theta=0^\circ$ .

L'adaptation de l'antenne permet un fonctionnement dans la bande RFID UHF. La Figure 61 (b) présente le gain et le rapport d'ellipticité dans la bande UHF. En comparant les résultats, nous observons un écart maximum du gain de 1dB dans toute la bande de fréquence. Le rapport d'ellipticité concorde très bien avec la simulation avec une valeur moyenne inférieure à 2dB sur toute la bande de fréquence.



(a)



(b)

Figure 61 Module du coefficient de réflexion(a), gain et rapport d'ellipticité en fonction de la fréquence (b) pour ( $\varphi=\theta=0^\circ$ )

La Figure 62 présente la comparaison entre la simulation et la mesure pour le rayonnement en gain RHCP et le rapport d'ellipticité à la fréquence de 910MHz pour  $\varphi=0^\circ$  et  $\theta=0^\circ$ .

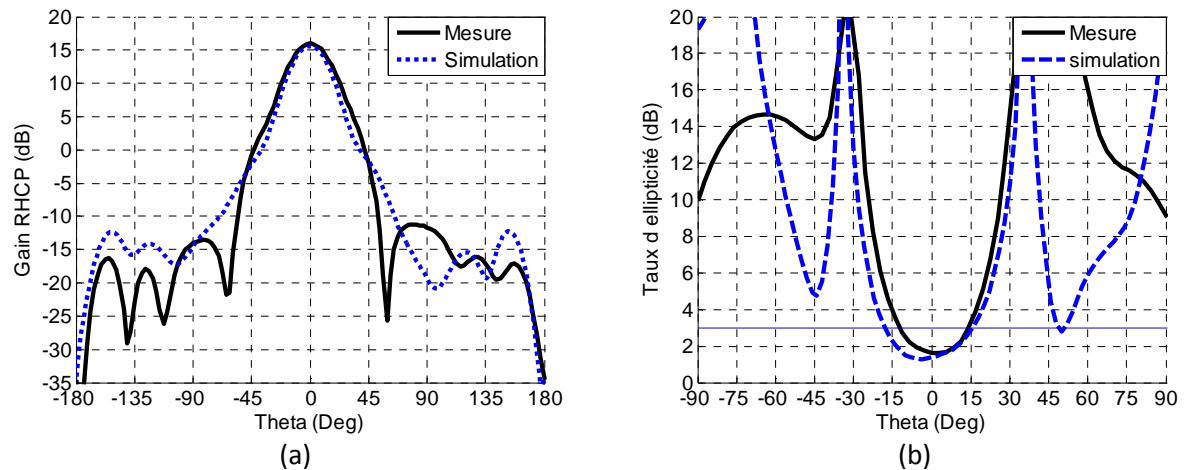


Figure 62 Comparaison simulation mesure, du rayonnement en gain (a) et en rapport d'ellipticité (b) à  $f=910\text{MHz}$  pour  $\varphi=0^\circ$

Dans les deux cas, on constate une bonne concordance entre la mesure et la simulation. Le rayonnement présente une ouverture à mi-puissance de  $28^\circ$ , des lobes secondaires à  $28\text{dB}$  du lobe principal. Le rapport d'ellipticité correspond à la simulation avec une ouverture légèrement plus faible de  $5^\circ$ .

Le rayonnement de l'antenne dans la bande UHF est présenté sur la Figure 63 pour différentes fréquences (860MHz, 910MHz, 960MHz).

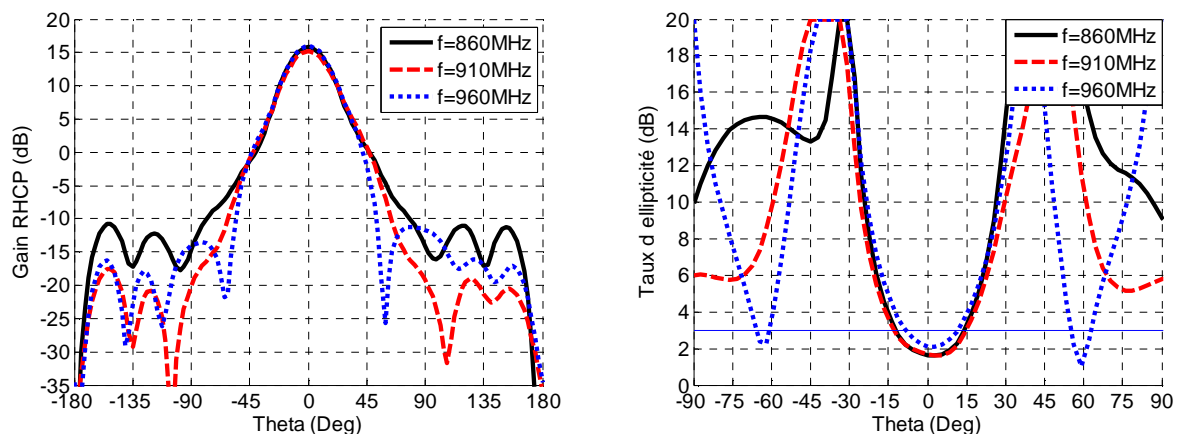


Figure 63 Rayonnement (a) en gain et (b) rapport d'ellipticité, pour différentes fréquences de la bande UHF pour  $\varphi=0^\circ$

Le gain de l'antenne reste stable aux différentes fréquences de la bande de fréquence RFID en conservant une ouverture de  $28^\circ$ , et un faible niveau des lobes secondaires. Le rapport d'ellipticité présente également un diagramme quasi-identique aux trois fréquences.

De par la stabilité du gain, du rapport d'ellipticité et du rayonnement dans la bande UHF, l'antenne hélice associée au réflecteur conique est capable de fonctionner dans la bande de fréquence RFID UHF et répond parfaitement au cahier des charges.

### VI. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté l'utilisation de différents réflecteurs afin d'améliorer les performances d'une antenne hélice unifilaire de faible hauteur. Le premier réflecteur de forme cylindrique permet d'améliorer le gain de l'antenne hélice de 2dB en moyenne dans la bande RFID UHF. Un prototype a été réalisé dans la bande ISM (5,8GHz) et sa mesure a permis de valider le fonctionnement de l'antenne obtenu en simulation. Cependant, l'association de l'antenne hélice et le réflecteur cylindrique ne permet pas de répondre aux objectifs du projet à cause de sa faible directivité. Le second réflecteur est de forme conique avec un rayon à la base équivalent à  $0,55\lambda$ , un rayon au sommet de  $1,15\lambda$  et une hauteur de cône de  $0,6\lambda$ . Sa forme plus évasée permet d'obtenir un rayonnement plus directif ( $28^\circ$ ), un gain plus élevé (16dB) et une bonne qualité de polarisation circulaire ( $RE < 2\text{dB}$ ). Ces performances sont stables dans toute la bande de fréquence UHF dédiée à la RFID (860-960MHz) permettant ainsi de répondre aux besoins du projet SPINNAKER. Un prototype a été mesuré et les résultats sont conformes à ceux obtenus en simulation. Ce dernier prototype répond au cahier des charges fixé pour une application de type antenne de lecteur RFID.

Dans une problématique d'intégration de l'antenne, nous devons réduire un peu plus la hauteur de l'antenne hélice. Pour cela, nous conservons l'idée de cavité qui a un apport non négligeable sur les performances de l'antenne hélice et on s'oriente vers une cavité Fabry-Pérot objet du chapitre suivant.

## Références

- [1] J. D. Kraus, "The Helical Antenna," *Proc. IRE*, vol. 37, no. 3, pp. 263–272, Mar. 1949.
- [2] C. A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*. John Wiley & Sons, 2012.
- [3] A. R. Djordjevic, A. G. Zajic, and M. M. Ilic, "Enhancing the gain of helical antennas by shaping the ground conductor," *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 5, no. 1, pp. 138–140, Dec. 2006.
- [4] A. R. Djordjevic, M. M. Ilic, A. G. Zajic, D. I. Olcan, and M. M. Nikolic, "Why does reflector enhance the gain of helical antennas?," in *European Conf. Antennas and Propagation*, 2007, pp. 1–8.







# Chapitre 3

## Antenne hélice dans une cavité Fabry-Pérot

### Sommaire

I.	INTRODUCTION .....	64
II.	GENERALITES SUR LES ANTENNES FABRY-PEROT .....	64
1.	<i>Structure d'une antenne à cavité FP</i> .....	64
2.	<i>Modélisation analytique de l'antenne à cavité FP</i> .....	65
3.	<i>Influence des dimensions de la Cavité FP</i> .....	66
4.	<i>Surface Semi-Réfléchissante</i> .....	68
III.	DIMENSIONNEMENT DES ELEMENTS DE L'ANTENNE A CAVITE FP .....	69
1.	<i>Cavité cylindrique</i> .....	69
2.	<i>Antenne hélice de faible hauteur</i> .....	69
3.	<i>Caractérisation de la SSR</i> .....	72
IV.	ASSOCIATION DE LA CAVITE FP ET DE L'ANTENNE HELICE AVEC $N=1,3$ .....	75
1.	<i>Influence de la SSR de type grille</i> .....	75
2.	<i>Optimisation de la cavité FP excitée par l'antenne hélice</i> .....	79
3.	<i>Influence de la hauteur de l'antenne hélice</i> .....	81
4.	<i>Performance de l'antenne optimale</i> .....	82
V.	CONCEPTION ET MESURE .....	84
1.	<i>Réalisation du prototype</i> .....	84
2.	<i>Résultats de mesures</i> .....	84
VI.	CONCEPTION DE LA SSR SUR SUBSTRAT .....	87
VII.	MESURE DE L'ANTENNE AVEC LA SSR IMPRIMEE .....	88
1.	<i>Présentation du prototype</i> .....	89
2.	<i>Mesure du prototype</i> .....	90
VIII.	ETUDE DE L'ASSOCIATION D'UNE SSR DE FORTE REFLECTIVITE ET DE L'ANTENNE HELICE DANS LA CAVITE FP .....	92
IX.	MESURE DE L'ANTENNE HELICE AVEC CHARGE DANS UNE CAVITE FP DE FORTE REFLECTIVITE .....	96
1.	<i>Présentation du prototype</i> .....	96
2.	<i>Mesure du prototype</i> .....	97
X.	CONCLUSION .....	100
	REFERENCES .....	101

## I. Introduction

Dans le chapitre précédent, nous avons démontré l'intérêt d'associer l'antenne hélice à des réflecteurs de type cylindrique et conique pour améliorer les performances globales de l'antenne tout en réduisant sa hauteur. Une hauteur minimale égale à  $\lambda$  est alors nécessaire pour atteindre les objectifs fixés par le cahier des charges.

L'objectif de ce chapitre est de réduire encore la hauteur de l'antenne ( $\approx \lambda/2$ ) sans dégrader les performances en termes de directivité et de polarisation circulaire (PC). Dans ce but, nous nous sommes orientés vers des solutions innovantes comme les cavités Fabry-Pérot à polarisation circulaire. A notre connaissance, une source de type 3D n'a jamais été proposée dans la littérature.

Pour des raisons de coût et de compatibilité avec nos moyens de mesures, la plupart des prototypes présentés dans le chapitre sont développés pour un fonctionnement dans la bande de fréquence ETC comprise entre 5,725GHz et 5,875GHz.

## II. Généralités sur les antennes Fabry-Pérot

### 1. Structure d'une antenne à cavité FP

Une cavité Fabry-Pérot (FP) est composée d'une ou plusieurs Surfaces Semi-Réfléchissantes (SSR), d'un plan réflecteur et d'une source d'excitation placée à l'intérieur de la cavité. Les différents plans sont séparés par la hauteur de cavité ( $H$ ). Cette cavité est également définie par son ouverture ( $L_{cav}$ ) (Figure 64). Différentes méthodes permettent de modéliser une antenne à cavité FP. La première approche est fondée sur la théorie des lignes de transmission [1], la seconde utilise le diagramme de dispersion du matériau [2], la troisième consiste à utiliser la théorie des ondes de fuite [3],[4] et la dernière utilise la méthode de l'interféromètre de Fabry-Pérot qui est l'une des plus utilisées pour prédire le comportement des antennes à cavité FP [5-8].

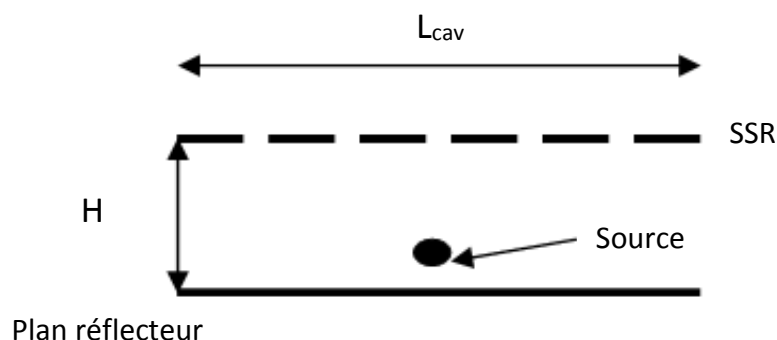


Figure 64 Structure d'une antenne à cavité FP

## 2. Modélisation analytique de l'antenne à cavité FP

La méthode d'analyse basée sur l'interféromètre a été longuement détaillée dans des articles et des travaux de thèses. Pour résumer, considérons la structure FP en 2D constituée de deux SSR<sub>1</sub> et SSR<sub>2</sub> de longueurs infinies. Les SSR sont caractérisées par leurs coefficients de transmission ( $t_1$  ;  $t_2$ ) et de réflexion ( $r_1$  ;  $r_2$ ). Ces coefficients dépendent principalement de la forme géométrique et des surfaces semi-réfléchissantes choisies pour former la cavité. Les coefficients sont définis par des grandeurs complexes représentées par leurs modules et phases :

$$r = |r|.e^{j\varphi_r} \quad t = |t|.e^{j\varphi_t} \quad (\text{III.1})$$

La cavité est illuminée par une onde plane située entre les deux couches de SSR (Figure 65).

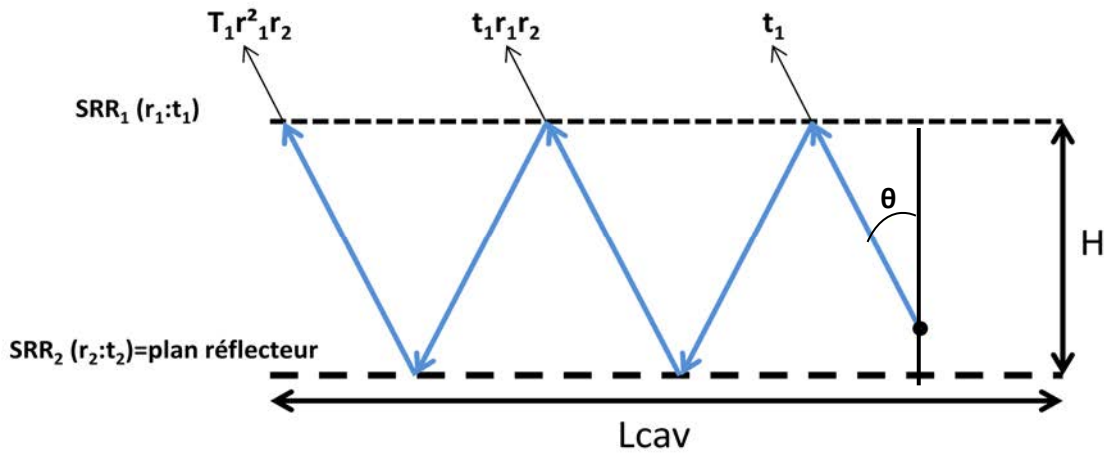


Figure 65 Principe de fonctionnement d'une cavité Fabry-Pérot

Les couches SSR<sub>1</sub> et SSR<sub>2</sub> créent de multiples réflexions au sein de la cavité. Ce principe permet d'obtenir un champ uniforme sur toute la surface de la cavité FP. Le champ lointain total à l'extérieure de la cavité peut être déterminé par la somme de tous les champs transmis après les multiples réflexions subies à l'intérieur de la structure. Le coefficient de transmission de la structure donné par [8] s'écrit :

$$T_{FP}(\theta) = \frac{t_1}{1 - r_1 r_2 \exp(-2jkH \cos \theta)} \quad (\text{III.1})$$

Avec  $\theta$  l'angle d'incidence compris entre  $-90^\circ$  et  $90^\circ$ ,  $k = \frac{2\pi f}{c}$  le vecteur d'onde, où  $c$  est la célérité de la lumière dans le vide et  $f$  représente la fréquence de travail.

La transmission est considérée maximale lorsque le dénominateur de l'équation (III.1) est minimal. Pour cela, l'exposant de l'exponentiel doit être nul. La condition est donc la suivante pour obtenir un diagramme directif dans la direction  $\theta_0$  :

$$2kH \cos \theta_0 = \varphi_{r1} + \varphi_{r2} + 2n\pi \quad \text{avec } n=0,1,2,3,\dots \quad (\text{III.2})$$

Avec  $H$ , la hauteur de la cavité et  $\varphi_{r1}$  et  $\varphi_{r2}$  les phases du coefficient de réflexion respectives des SSR<sub>1</sub> et SSR<sub>2</sub>, respectivement.

A partir de l'équation (III.2) et en incidence normale ( $\theta_0=0^\circ$ ), nous obtenons la relation donnant la hauteur de la cavité pour une fréquence donnée :

$$H = \frac{c}{f} \left( \frac{\varphi_{r1} + \varphi_{r2}}{4\pi} + \frac{n}{2} \right) \quad n=0,1,2,3,\dots \quad (\text{III.3})$$

Avec  $n$  le nombre de modes de fonctionnement de la cavité. Pour notre étude,  $n$  est fixé à 0 afin d'utiliser le premier mode de résonance de la cavité.

Dans le cas où la surface  $\text{SSR}_2$  est un conducteur électrique parfait (CEP), le paramètre  $\varphi_{r2}$  est égal à  $\pi$ . La hauteur de la cavité en fonction de la longueur d'onde et de la phase du coefficient de réflexion de la couche  $\text{SSR}_1$  s'exprimera par la relation suivante :

$$H = \frac{\lambda}{4} \left( \frac{\varphi_{r1}}{\pi} + 1 \right) \quad (\text{III.4})$$

Lorsque  $\varphi_{r1}$  tend vers  $\pi$ , la hauteur de la cavité est égale à une demi-longueur d'onde,  $\lambda/2$ , qui est la dimension classique des antennes à cavité FP.

De plus, il est possible d'estimer la directivité en fonction de la réflectivité de la  $\text{SSR}_1$  pour une cavité de dimension infinie à partir de l'équation (III.1).

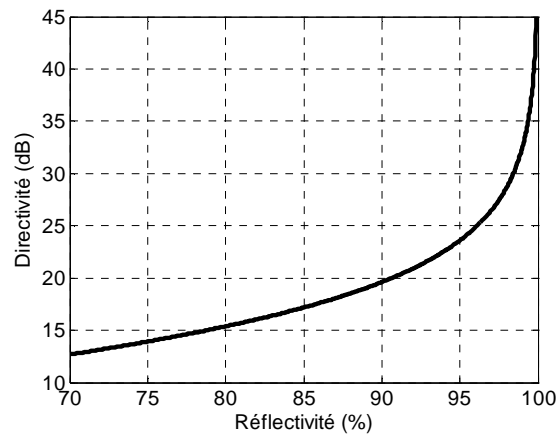


Figure 66 Directivité en fonction de la réflectivité d'une cavité FP infinie

D'après la Figure 66, la directivité varie exponentiellement avec la réflectivité de la SSR. Pour obtenir une directivité élevée, l'utilisation d'une SSR de forte réflectivité s'impose. Dans la suite du manuscrit la  $\text{SSR}_2$  est de type PEC.

### 3. Influence des dimensions de la Cavité FP

L'antenne développée doit présenter une dimension finie afin d'être implantée facilement. Dans ce cadre, diverses études ont montrées l'influence de la dimension latérale ( $L_{\text{cav}}$ ) sur la directivité de l'antenne. Il a également été prouvé l'intérêt de fermer la cavité FP par des murs métalliques lorsque la dimension latérale est faible. En effet, on peut remarquer sur la Figure 67 que nous pouvons maintenir une directivité élevée pour  $L_{\text{cav}} > 8\lambda$  sans murs métalliques et pour  $L_{\text{cav}} > 5\lambda$  avec des murs métalliques avec une réflectivité de  $\text{SSR}_1$  de 96% [9].

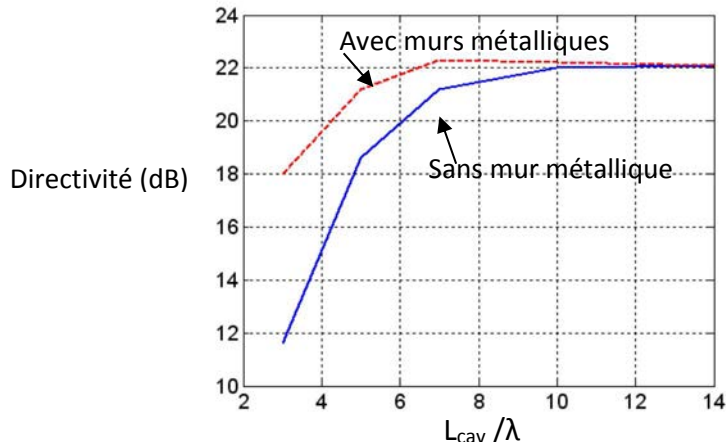


Figure 67 Influence de la dimension latérale de la cavité sur la directivité [9]

On constate que la directivité augmente avec l'ouverture de la cavité. Effectivement, plus la cavité s'agrandit plus le champ électrique se répartie de façon homogène sur une plus grande surface ce qui engendre une augmentation de la directivité. Cependant, la directivité n'augmente pas indéfiniment puisqu'elle tend vers une limite de fonctionnement. Cela signifie qu'à partir d'une certaine surface, le champ électrique est totalement rayonné. Pour de faibles dimensions latérales ( $L_{cav} < 7\lambda$ ), la directivité de l'antenne FP chute fortement car une partie de l'énergie est diffractée aux extrémités de la cavité, ce qui a pour conséquence l'apparition de lobes secondaires. Pour limiter cette perte d'énergie, des parois métalliques peuvent être ajoutées afin de fermer électriquement la cavité.

Les études menées sur cette problématique ont mis en avant l'influence de la faible dimension latérale sur la condition de résonance. En effet, lorsque la dimension  $L_{cav}$  diminue, la fréquence de résonance augmente. Ils convient alors d'utiliser les conditions de résonance suivantes :

$$\text{Pour une cavité parallélépipédique, } f = \frac{c}{2} \left( \sqrt{\left(\frac{1}{l}\right)^2 + \left(\frac{1}{L}\right)^2 + \left(\frac{1}{D}\right)^2} \right) \quad (\text{III.5})$$

$L$  et  $l$  étant les dimensions transverses de la cavité et  $D$  la hauteur de celle-ci.

$$\text{Pour une cavité cylindrique, } f = \frac{c}{2} \left( \sqrt{\left(\frac{1}{a}\right)^2 + \left(\frac{1}{D}\right)^2} \right) \quad (\text{III.6})$$

Le paramètre  $a$  désigne le rayon et  $D$  la hauteur de la cavité.

Cependant, dans notre type d'utilisation les conditions limites ne sont pas respectées dans ce cas les équations permettant de définir la hauteur de la cavité FP ne sont pas suffisamment précises. Il convient alors d'ajuster au mieux la hauteur de la cavité par une étude paramétrique et afin d'approcher la condition de résonance pour maximiser la directivité.

Il a été démontré que, pour définir la dimension latérale  $L_{cav}$  de la cavité, on peut considérer l'équation des ouvertures rayonnantes circulaires. Cette formule (III.7) permet de calculer la directivité en fonction du paramètre  $L_{cav}$  :

$$D = 0,8 \pi^2 \frac{L_{cav}^2}{\lambda^2} \quad (\text{III.7})$$

Avec  $\lambda$  la longueur d'onde dans le vide.

Le facteur 0,8 est dû à la non uniformité de la distribution de champ sur la surface. Nous avons tracé la directivité en fonction de la dimension ( $L_{cav}$ ).

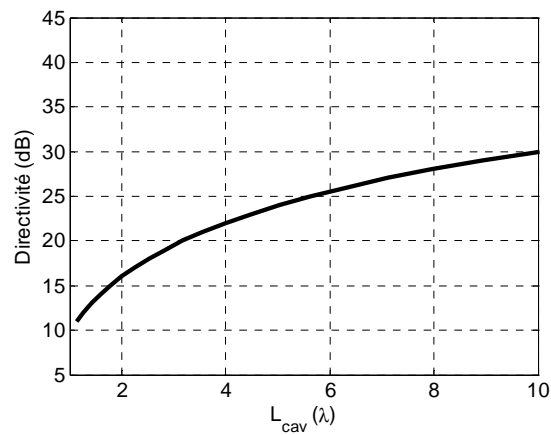


Figure 68 Directivité d'une ouverture rayonnante

D'après le tracé de la Figure 68, pour obtenir une directivité de 16dB, l'antenne doit présenter un diamètre de  $2\lambda$ . Néanmoins, il faut faire attention car cette courbe permet d'estimer au mieux la directivité pour une cavité FP idéale et non réelle. Dans la partie suivante, nous présentons les surfaces semi-réfléchissantes.

### 4. Surface Semi-Réfléchissante

La surface semi-réfléchissante est l'élément important de la cavité FP car elle permet de définir la hauteur de la cavité et donc la directivité de l'antenne. La caractérisation de ces surfaces est réalisée en considérant que la surface est plane, infinie et périodique. Les SSR se comportent comme des filtres fréquentiels. La fonction de transfert de la SSR dépend de la forme de la structure (Figure 69).

Un filtre passe bas est obtenu avec une SSR au motif carré (Figure 69 (a)). Il est intéressant de constater que le motif complémentaire (grille) produit également une réponse fréquentielle complémentaire de type passe haut. Il est ainsi possible d'obtenir différentes réponses fréquentielles de type passe bande ou coupe bande en combinant différents motifs (Figure 69 (c), (d)).

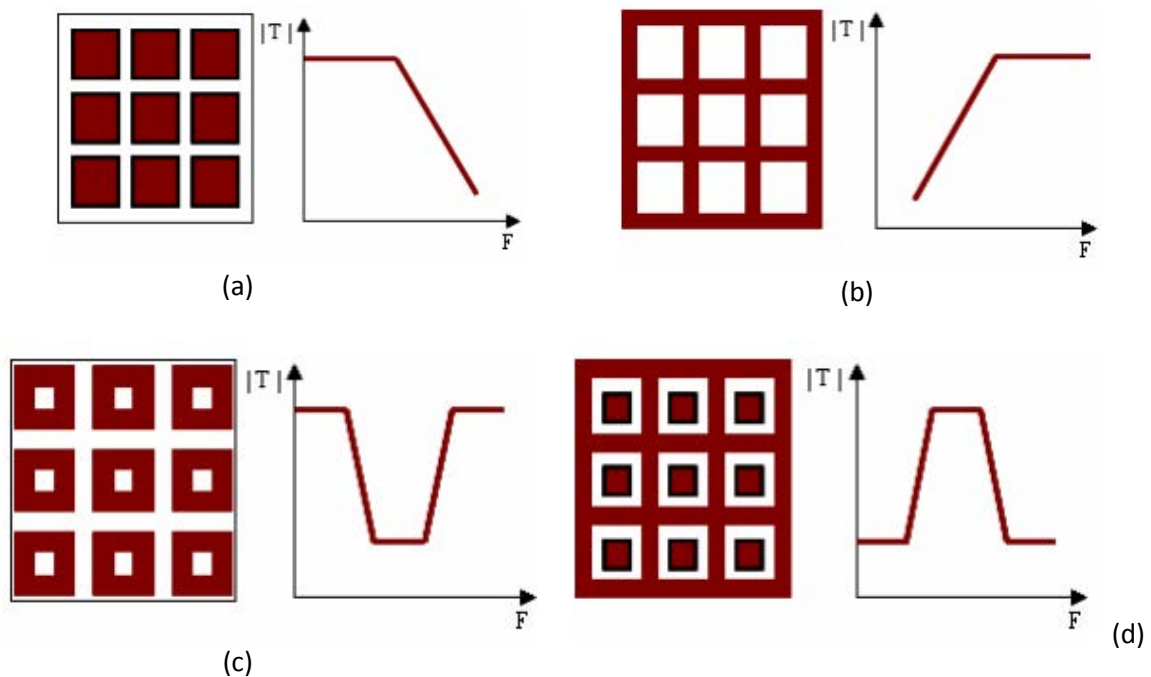


Figure 69 (a) SSR de type passe bas à patch métallique, (b) SSR de type passe haut de type grille métallique, (c) SSR de type coupe bande à anneau métallique et (d) SSR de type passe bande à grille et patch métallique.

Pour caractériser la SSR en simulation, il est possible d'appliquer les conditions de Floquet sur un élément unitaire de la surface pour le rendre infini. Cet élément illuminé par une onde plane permet de déterminer ses paramètres S en réflexion et en transmission.

### III. Dimensionnement des éléments de l'antenne à cavité FP

Dans cette partie, les différents éléments composant l'antenne à cavité FP excitée par l'antenne hélice sont présentés et optimisés.

#### 1. Cavité cylindrique

La cavité est le premier élément à optimiser. Son ouverture est fixée à  $2\lambda$  pour des raisons déjà évoquées. Concernant la hauteur celle-ci sera proche de  $\lambda/2$ , la hauteur exacte dépendra de la SSR<sub>1</sub> (III.3). D'après l'équation (III.4), la directivité maximale que nous pouvons atteindre est de 16dB. La faible dimension latérale de la cavité nécessite de fermer la cavité par des murs électriques pour obtenir le maximum de directivité. Le dimensionnement de l'antenne hélice comme source de la cavité FP et de la SSR sont détaillées par la suite.

#### 2. Antenne hélice de faible hauteur

La cavité FP, utilise généralement des sources d'excitation planaires ou en guide d'onde. Dans le cas présent, nous souhaitons utiliser une antenne hélice pour générer la polarisation circulaire. Dans le



chapitre II, nous avons utilisé une antenne hélice de hauteur proche de  $\lambda$ , qui n'est donc pas utilisable dans une cavité FP. Une nouvelle antenne hélice doit donc être conçue avec une hauteur inférieure à celle de la cavité ( $<\lambda/2$ ). La Figure 70 présente le gain et le rapport d'ellipticité en fonction de la hauteur de l'antenne hélice à la fréquence de 5,8GHz. L'étude a été réalisée pour un rayon de l'antenne hélice  $R=8,1\text{mm}$ , une largeur de brin de 3mm et un angle d'enroulement de  $12,5^\circ$ .

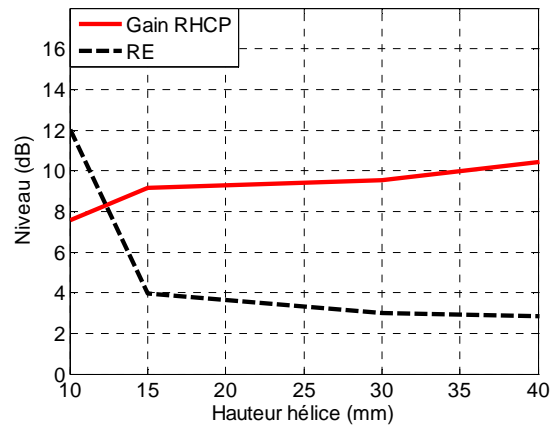


Figure 70 Gain et AR en fonction de la hauteur de l'antenne hélice à  $f=5,8\text{GHz}$  ( $\varphi=\theta=0^\circ$ )

Pour intégrer l'antenne hélice dans la cavité FP, la hauteur doit être inférieure à 25,5mm ( $\lambda/2$  @ 5,8GHz). Pour des hauteurs d'antennes comprises entre 15mm et 25mm, le rapport d'ellipticité est compris entre 3dB et 4dB ce qui entraîne une dégradation de la qualité de polarisation circulaire. Dans le chapitre précédent, nous avons constaté que l'intégration de l'antenne hélice dans une cavité permet d'améliorer son rapport d'ellipticité. Nous pouvons donc, dans la suite de l'étude fixer la hauteur de l'antenne à 15mm, malgré un rapport d'ellipticité de 4dB pour l'antenne seule. Cette hauteur représente un nombre de tour d'hélice équivalent à 1,3.

- **Adaptation**

Le module du coefficient de réflexion de l'antenne est présenté sur la Figure 71. L'antenne est adaptée dans une large bande de fréquence couvrant la bande ETC (5,725-5,875GHz).

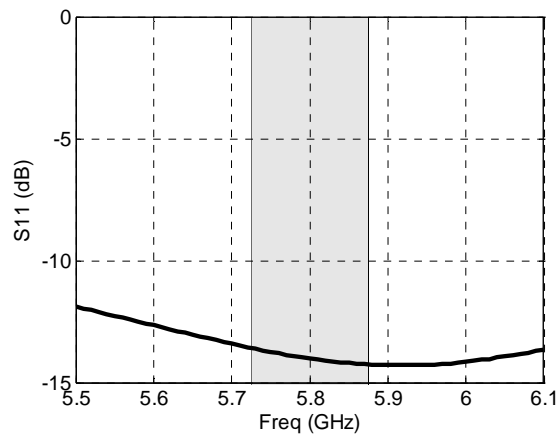


Figure 71 Module du coefficient de réflexion de l'antenne hélice avec  $N=1,3$

- Diagrammes de rayonnement

Le diagramme de rayonnement en polarisation circulaire à la fréquence centrale de 5,8GHz ainsi que le rapport d'ellipticité sont présentés sur la Figure 72. L'antenne présente un gain maximal de 9dB dans la direction axiale, une ouverture à mi-puissance de  $60^\circ$  et des lobes secondaires à -19dB du lobe principal. Le rapport d'ellipticité est inférieur à 4dB dans la direction axiale et pour une ouverture angulaire de  $90^\circ$ .

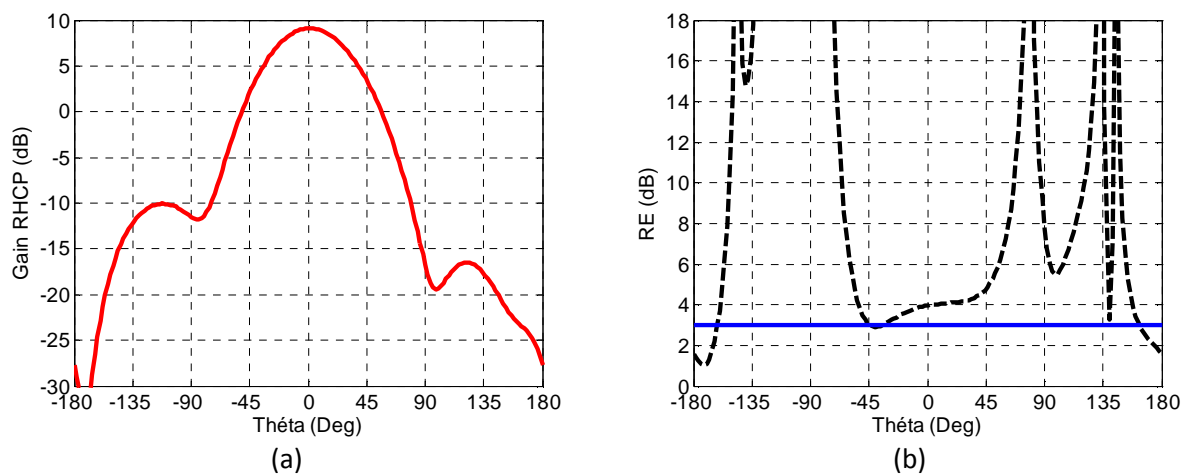


Figure 72 Diagramme de rayonnement gain (a) et Rapport d'ellipticité (b) à  $f=5,8\text{GHz}$  pour  $\varphi= 0^\circ$

- Performances en fonction de la fréquence

Le gain et le rapport d'ellipticité en fonction de la fréquence dans la direction axiale sont présentés sur la Figure 73.

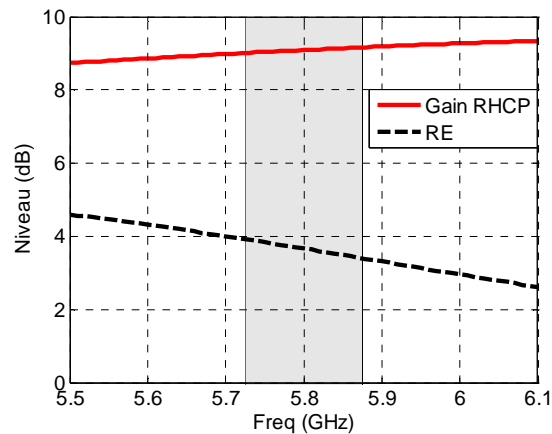


Figure 73 Gain et rapport d'ellipticité en fonction de la fréquence de l'antenne hélice avec  $N=1,3$ , pour  $(\varphi=0=0^\circ)$

Le gain est stable dans la bande ETC RFID (5,725-5,875GHz) avec une valeur moyenne de 9dB avec une variation de  $\pm 0,2$ dB. Le rapport d'ellipticité varie entre 3,6dB et 4dB dans la même bande de fréquence.

La source et la cavité ont été dimensionnées, reste à définir la couche supérieure de la cavité (SSR) pour obtenir la cavité FP.

### 3. Caractérisation de la SSR

#### a) SSR symétrique

Pour la surface SSR de la cavité FP, nous proposons d'utiliser un motif symétrique selon les axes X et Y. L'utilisation d'une surface symétrique dans les plans orthogonaux permet d'affecter le champ électrique de façon identique dans les mêmes plans orthogonaux X et Y. Cela permet de conserver la polarisation circulaire générée par l'antenne hélice. Différentes géométries de SSR sont alors possibles, les formes les plus simples sont la structure de réseau de patch, ou la structure de type grille (Figure 74).



Figure 74 Géométrie de SSR symétriques, réseau de patch (a) et grille (b)

Les deux géométries peuvent être caractérisées par la phase et le module de leurs coefficients de réflexion. Ce paramètre intervient dans l'équation (III.4) permettant de calculer la hauteur de la cavité FP.

La SSR de type patch aura une variation de phase du coefficient de réflexion comprise entre  $-90^\circ$  et  $-180^\circ$ , alors que la grille aura une évolution comprise entre  $+90^\circ$  et  $+180^\circ$ . Sur la Figure 75, nous avons tracé la hauteur de la cavité FP en fonction de la valeur absolue de la phase d'après (III.3), pour une SSR de type grille dans le premier mode de résonance ( $n=0$ ), et les deux premiers modes de résonances pour une SSR de type patch.

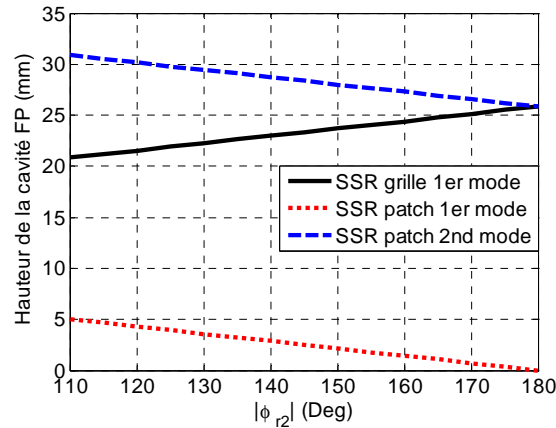


Figure 75 Hauteur de la cavité FP pour différentes SSR

La SSR grille permet d'obtenir une hauteur comprise entre 21mm et 26mm. Concernant la SSR de type patch, son premier mode de résonance propose une hauteur allant de 5mm à 0mm. Ce mode n'est pas applicable dans notre cas, car la hauteur est trop faible pour utiliser une antenne hélice comme source. Le second mode de résonance de la cavité FP en présence de la SSR patch possède une hauteur de cavité supérieure à celle de la SSR grille variant de 31mm à 26mm. Pour la suite de l'étude de la cavité FP excitée par une antenne hélice nous, utiliserons une SSR de type grille, qui permet d'obtenir une faible hauteur de cavité.

#### b) SSR de type grille

Nous proposons donc d'utiliser la SSR de type grille pour former la cavité FP. Cette solution présente également l'avantage d'être simple à réaliser. La grille est définie par sa période «  $a$  » et sa largeur de piste «  $d$  » (Figure 76). Le paramètre  $\tau$  représente le taux de remplissage entre la largeur et la période de la grille, soit  $\tau = \frac{d}{a}$ . Le paramètre «  $a$  » est normalisé par rapport à la longueur d'onde.

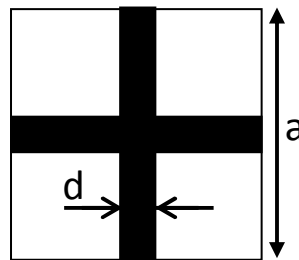


Figure 76 Géométrie de la SSR de type grille métallique

La SSR de type grille est modélisée numériquement à partir d'une cellule unitaire et les conditions de Floquet afin de la périodiser à l'infini. Les variations du coefficient de réflexion de la grille sont

représentées sur la Figure 77 pour différents taux de remplissage en fonction de la période normalisée ( $a/\lambda$ ) à  $f=5,8\text{GHz}$ .

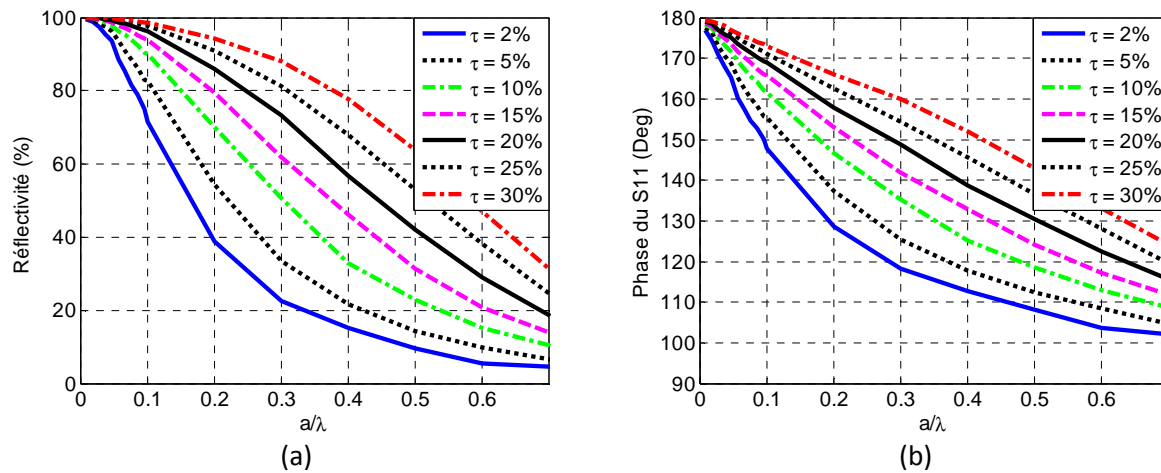


Figure 77 Réflectivité (a) et phase du S11 (b) de la grille métallique en fonction de sa période normalisée pour différents taux de remplissages à  $f=5,8\text{GHz}$

La capacité de la grille métallique à réfléchir une onde plane est définie par le taux de réflectivité  $R = 100 * |S_{11}|^2$ . La courbe de réflectivité indique que le comportement de la grille correspond à celui d'un filtre passe haut. En effet, pour un taux de remplissage constant, plus le rapport  $a/\lambda$  augmente, plus la réflectivité tend vers 0 (transmission maximale) et inversement, lorsque  $a/\lambda$  diminue, la réflectivité tend vers 1 (transmission nulle). Pour  $a/\lambda$  constant, plus le taux de remplissage est élevé plus la réflectivité est importante.

D'après l'équation (III.1), la transmission est maximale lorsque la phase du coefficient de réflexion tend vers  $\pi$ , autrement dit lorsque la réflectivité tend vers 1.

La bande passante est un paramètre critique des cavités FP car celle-ci dépend étroitement de la réflectivité de la SSR. Plus la réflectivité sera élevée et plus la bande passante sera étroite. Diverses études ont abordées cette problématique [10][11]. Pour obtenir un maximum de bande passante, il faut que l'évolution fréquentielle de la phase du coefficient de réflexion de la SSR soit la moins rapide.

En résumé, pour obtenir le maximum de directivité d'une cavité FP, il convient d'imposer une forte réflectivité au niveau de la SSR. Pour obtenir une bande passante la plus large possible, il faut une variation lente de la phase du coefficient de réflexion. De ce fait, une grille métallique avec un taux de remplissage supérieur à 20% devrait satisfaire ces conditions.

Les éléments de notre antenne à cavité FP étant dimensionné individuellement, nous proposons maintenant de les associer afin de valider le fonctionnement.

#### IV. Association de la cavité FP et de l'antenne hélice avec $N=1,3$

L'antenne hélice de 1,3 tours est placée dans la cavité cylindrique fermée par la SSR de type grille métallique. La cavité FP excitée par l'antenne hélice est présentée sur la Figure 78.

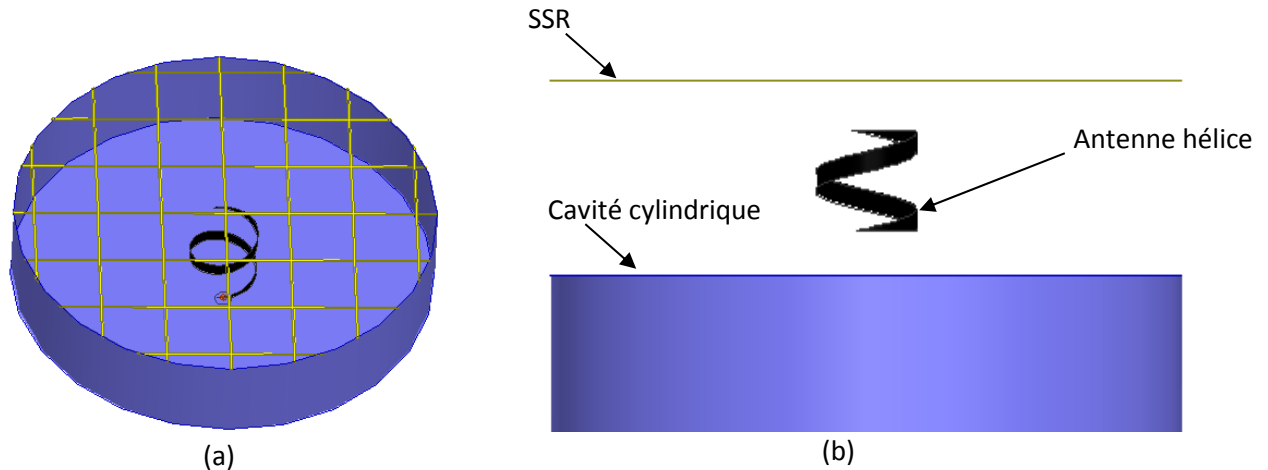


Figure 78 Cavité FP avec antenne hélice avec  $N=1,3$ , (a) Vue en perspective et (b) vue éclatée

L'utilisation d'antenne en trois dimensions comme source d'excitation pour les antennes à cavité FP est toute à fait nouvelle. Nous proposons donc de réaliser une étude paramétrique en fonction de la SSR de type grille. La hauteur de la cavité sera de 25mm ( $\approx \lambda/2$ ). Celle-ci sera ajustée ultérieurement en fonction de la SSR.

##### 1. Influence de la SSR de type grille

Pour obtenir la directivité maximale, la SSR doit présenter une réflexion élevée et doit avoir une faible variation de la phase de son coefficient de réflexion afin d'obtenir un maximum de bande passante. Ces deux conditions sont respectées pour des taux de remplissage de la grille métallique supérieurs à 20%.

Nous étudions le gain et le rapport d'ellipticité en fonction de la période de la SSR avec  $\tau=20\%$  et  $\tau=30\%$ , ce qui représente une variation de la réflectivité de 99% à 20%. Pour rappel, lorsque la période  $a/\lambda$  augmente la réflectivité diminue et inversement pour le taux de remplissage  $\tau$ . Les performances de l'antenne à cavité FP en fonction de la SSR à  $f=5,8\text{GHz}$  ( $\phi=\theta=0^\circ$ ) sont présentées Figure 79.

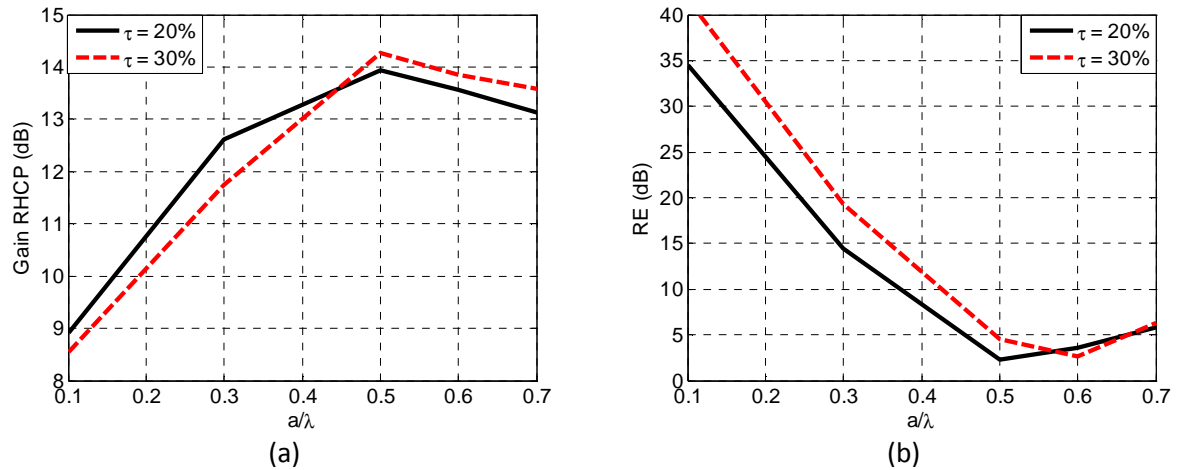


Figure 79 Gain (a) et rapport d'ellipticité (b) de la cavité FP à  $f = 5,8 \text{ GHz}$  ( $\phi = 0^\circ$ ) pour  $\tau = 20\%$  et  $30\%$

Les deux solutions présentent un gain maximum pour la même période de grille  $a/\lambda = 0.5$ . La courbe  $\tau = 30\%$  présente le gain le plus élevé avec 14,2dB à  $a/\lambda = 0.5$  et un rapport d'ellipticité minimal de 2.4dB à  $a/\lambda = 0.6$ . Pour  $\tau = 20\%$  le gain maximal obtenu est de 13,9dB à  $a/\lambda = 0.5$  et un RE minimal de 2,3dB pour une même période  $a/\lambda = 0.5$ . Habituellement, les cavités FP présentent un gain maximal pour une réflectivité élevée. Or dans notre cas le maximum de gain est obtenu pour une réflectivité  $R = 41\%$  ( $a/\lambda = 0.5$ ,  $\tau = 20\%$ ). D'après la Figure 66, la directivité de la cavité FP doit croître en fonction de l'augmentation de la réflectivité, on constate sur la Figure 79 (a) que le comportement est inverse à celui attendu.

Afin de compléter l'étude, une analyse similaire est réalisée avec des taux de remplissage inférieurs à 10%. Dans cette configuration, la réflectivité varie de 80% à 2%. Les résultats de l'étude paramétrique sur le gain et RE sont présentés sur la Figure 80.

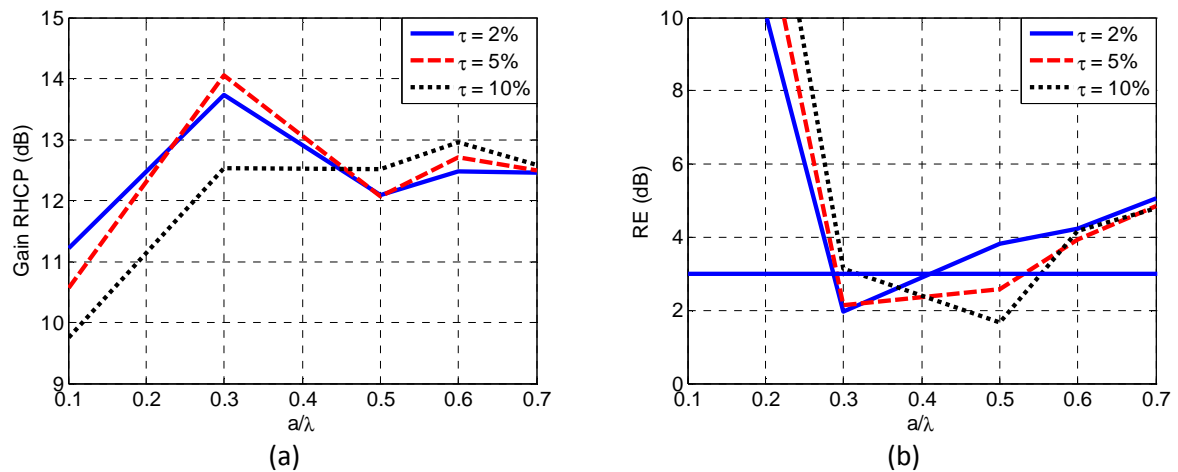


Figure 80 Gain (a) et RE (b) de la cavité FP pour de faibles taux de remplissage d'une SSR grille

La cavité FP excitée par l'antenne hélice conserve le comportement relevé précédemment, à savoir une augmentation du gain vers un maximum avec la baisse de la réflectivité. Les gains obtenus ne sont pas plus élevés que pour des taux de remplissage plus élevés ( $\tau > 20\%$ ), mais l'avantage réside dans le RE qui présente un niveau plus faible ( $\text{RE} < 2 \text{ dB}$ ). Dans la configuration où  $a/\lambda = 0.5$  et  $\tau = 5\%$  la

grille a une réflectivité de 33%, et dans la configuration  $a/\lambda=0,5$  et  $\tau=2\%$  nous avons une réflectivité de 22%.

Dans les résultats précédant, nous avons vu qu'il est possible d'atteindre un gain similaire avec deux réflectivités différentes : l'une de 41% ( $a/\lambda=0,5$ ,  $\tau=20\%$ ) et l'autre de 33% ( $a/\lambda=0,3$ ,  $\tau=5\%$ ). Nous proposons de comparer le comportement fréquentiel en gain et RE des deux solutions sur la Figure 81.

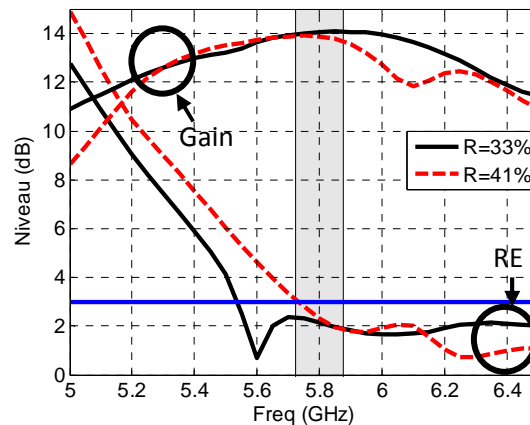


Figure 81 Performance fréquentielle pour une réflectivité de 33% et 41%

A la lecture des résultats, l'utilisation d'une réflectivité plus élevée présente une bande passante plus faible en gain. De plus, la grille de réflectivité 41% présente un décalage de la bande de RE vers les hautes fréquences. Pour la suite du manuscrit nous proposons donc d'utiliser une SSR de type grille avec une réflectivité proche de 30%. Avant d'aller plus loin dans l'optimisation de la cavité FP avec une antenne hélice, nous proposons d'expliquer les mauvaises performances de la structure antennaire lorsqu'elle est soumise à une forte réflectivité

- Influence de la réflectivité de la SSR sur l'antenne hélice

La cavité FP excitée par l'antenne hélice présente un comportement différent en comparaison à des sources planaires. En effet, pour ces dernières, l'antenne présente un gain élevé pour une forte réflectivité. Or, dans notre cas, l'utilisation d'une SSR grille à réflectivité élevée ne permet pas le maintien de la polarisation circulaire générée par la source ni un gain élevé. Dans notre étude, la cavité a un comportement classique dans le cas de faibles réflectivités, puisqu'elle permet de maximiser le gain tout en conservant la polarisation circulaire. Pour comprendre le comportement, on propose de tracer l'amplitude du courant le long du brin rayonnant. Afin de clarifier la lecture des résultats nous avons normalisé la longueur du brin par sa longueur totale. Dans un premier temps, nous présentons le courant de l'antenne hélice de 1,3 tour sur un plan de masse classique (Figure 82(a)). Ensuite, nous présentons le courant de la même antenne hélice dans la cavité FP pour deux réflectivités de la SSR (Figure 82(b)). Dans un cas, la réflectivité permet un fonctionnement correct de l'antenne ( $R=33\%$ ,  $a=0,3\lambda$  et  $\tau=5\%$ ) et dans l'autre cas la forte réflectivité provoque un comportement instable avec la perte de la polarisation circulaire ( $R=90\%$ ,  $a=0,1\lambda$  et  $\tau=25\%$ ).



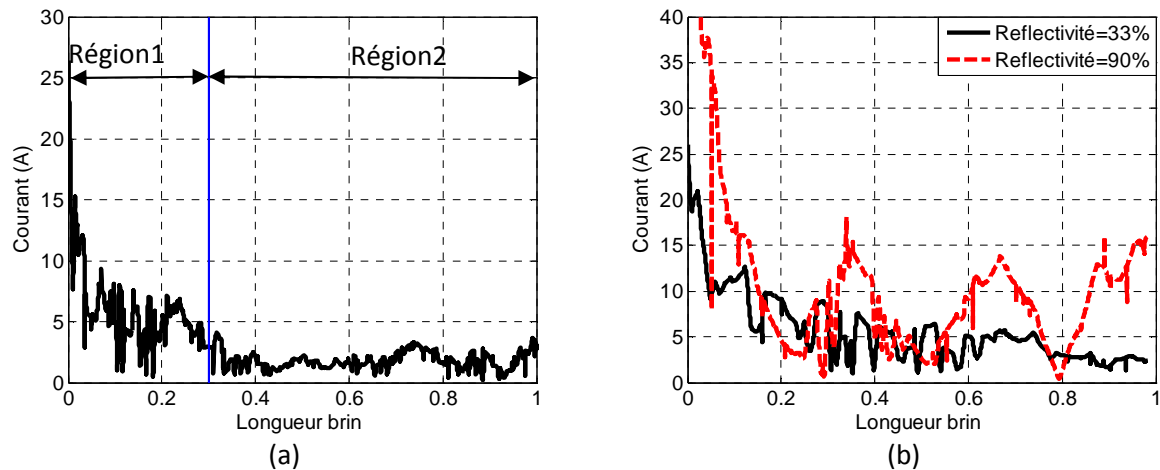


Figure 82 Courant sur l'antenne hélice avec plan de masse circulaire (a). Courant sur l'antenne hélice dans la cavité FP pour différentes réflectivités de la SSR ( $R=33\%$  et  $R=90\%$ ) (b)

Il en ressort que l'antenne hélice sans la cavité FP se comporte comme une antenne à onde progressive avec un courant qui diminue avec la longueur. Or, lorsque l'on place l'antenne dans la cavité FP avec une réflectivité de 90%, on observe une réflexion ramenée par l'extrémité ouverte et la formation d'une onde stationnaire sur le brin qui conduit à une augmentation du courant à l'entrée et donc une désadaptation de l'antenne (Figure 83). Si on réduit la réflectivité à 33%, on ne modifie quasiment pas la distribution du courant sur l'antenne ce qui permet de maintenir ses performances.

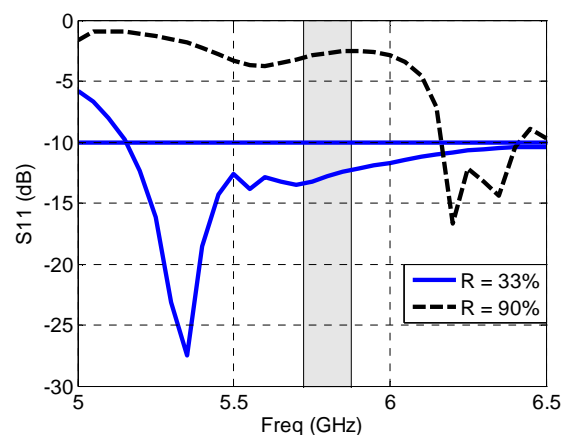


Figure 83 Adaptation de l'antenne hélice ( $S_{11}$ ) dans la cavité FP avec des réflectivités de 90% et de 33%

Nous présentons sur la Figure 84, les composantes  $E_\theta$  et  $E_\phi$  en amplitude et en phase en fonction de la fréquence pour les deux réflectivités (90% et 33%).

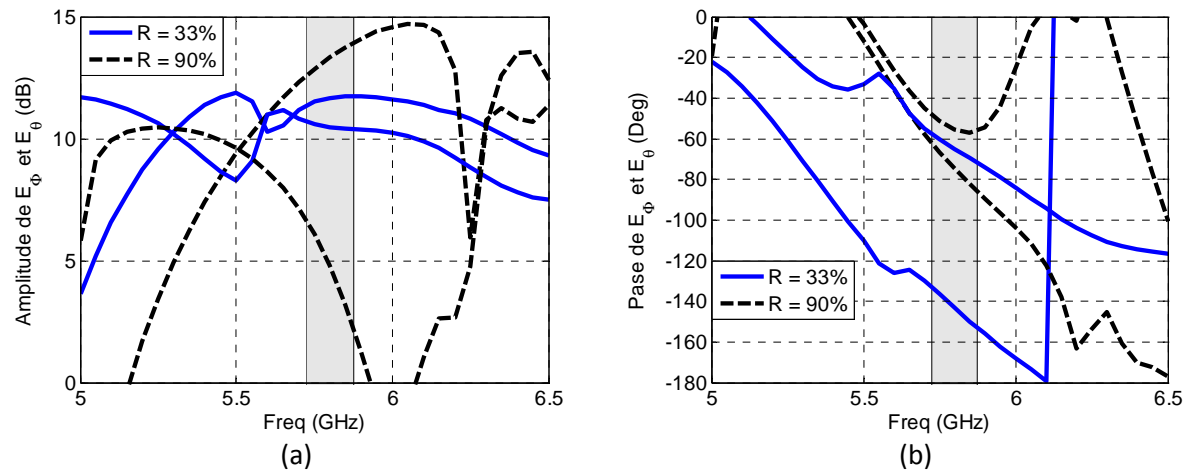


Figure 84 Relevé des composantes  $E_\theta$  et  $E_\phi$  en fonction de la fréquence, (a) en amplitude et (b) en phase

Pour une réflectivité de 33%, on constate que l'amplitude est quasi similaire avec 1dB d'écart entre les deux composantes, et un écart de phase de  $80^\circ$  à la fréquence de 5,8GHz. Les conditions sont donc respectées pour obtenir une polarisation circulaire. Concernant le cas de la forte réflectivité, l'amplitude de l'une des composantes est fortement dégradée, avec un écart de plus de 15dB. De plus, l'écart de phase ne respecte plus la différence de  $\pm 90^\circ$ , ce qui explique la perte de la polarisation circulaire.

Avec ces résultats, il a été démontré que l'utilisation d'une source 3D dans une cavité FP n'est pas adaptée, lorsque celle-ci est combinée à une couche supérieure ( $SSR_1$ ) de forte réflectivité. Ces réflexions ont pour conséquences de modifier le comportement de la source avec la perte de la polarisation circulaire. Dans la suite du manuscrit, la cavité FP associée à l'antenne hélice est optimisée pour une SSR de faible réflectivité.

## 2. Optimisation de la cavité FP excitée par l'antenne hélice

Dans la partie précédente, nous avons remarqué que la solution antennaire présente de meilleures performances pour de faibles réflectivités. Une étude paramétrique est menée sur la SSR pour maximiser le gain. Pour la suite de l'étude, la SSR de type grille est définie par une période de  $0,3\lambda$  soit  $a=15,75\text{mm}$  et un taux de remplissage de 3,2% soit  $d=0,5\text{mm}$ . La réflectivité et la phase du coefficient de réflexion de la SSR utilisée sont présentées sur la Figure 85. La grille présente une réflectivité de 28% et une phase de son coefficient de réflexion de  $122^\circ$  à la fréquence de 5,8GHz.

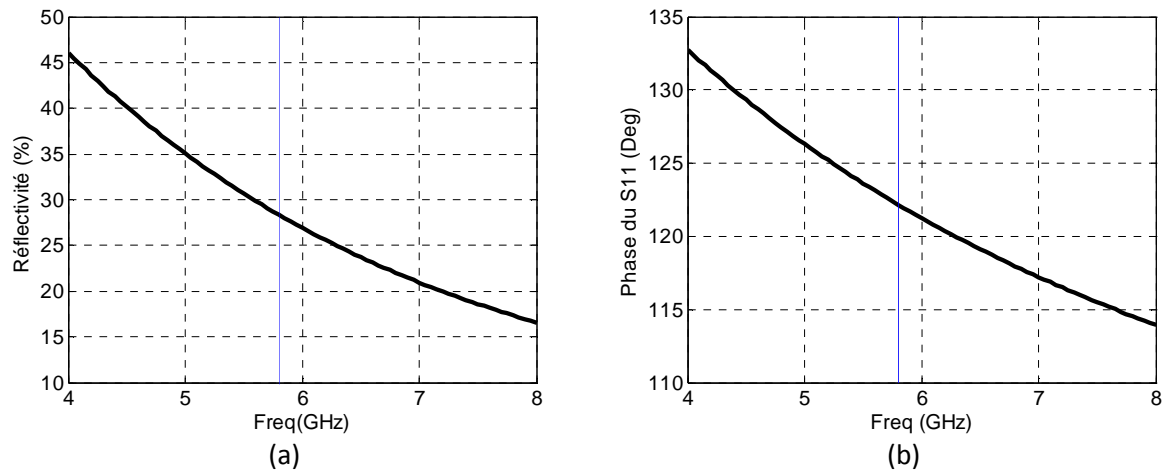


Figure 85 Réflectivité (a) et phase du coefficient de réflexion (b) de la grille métallique appliquée à la cavité FP

Pour rappel, la hauteur de la cavité peut être déterminée par l'équation (III.4) en fonction de la phase du coefficient de réflexion de la SSR.

Si  $\varphi_{r1}=122^\circ$  et comme  $H = \frac{\lambda}{4} \left( \frac{\varphi_{r1}}{\pi} + 1 \right)$  alors  $D=22,2\text{mm}$

Cependant, il a été démontré dans [9] que les murs métalliques modifient les conditions de résonance de la cavité FP. Il convient dans ce cas d'utiliser le calcul des fréquences de résonance d'une cavité résonante cylindrique (III.6). Cette équation ne permet pas de définir précisément la hauteur de la cavité mais de l'approximer.

Afin de déterminer la hauteur optimale et d'affiner les résultats, une étude paramétrique est réalisée sur le paramètre H. La Figure 86 (a) présente la simulation du gain et du rapport d'ellipticité en fonction de la fréquence dans la direction axiale pour différentes hauteurs de cavité. La Figure 86(b) présente le niveau du gain RHCP et du rapport d'ellipticité en fonction de la hauteur de la cavité à  $f=5,8\text{GHz}$  pour  $(\varphi=\theta=0^\circ)$ .

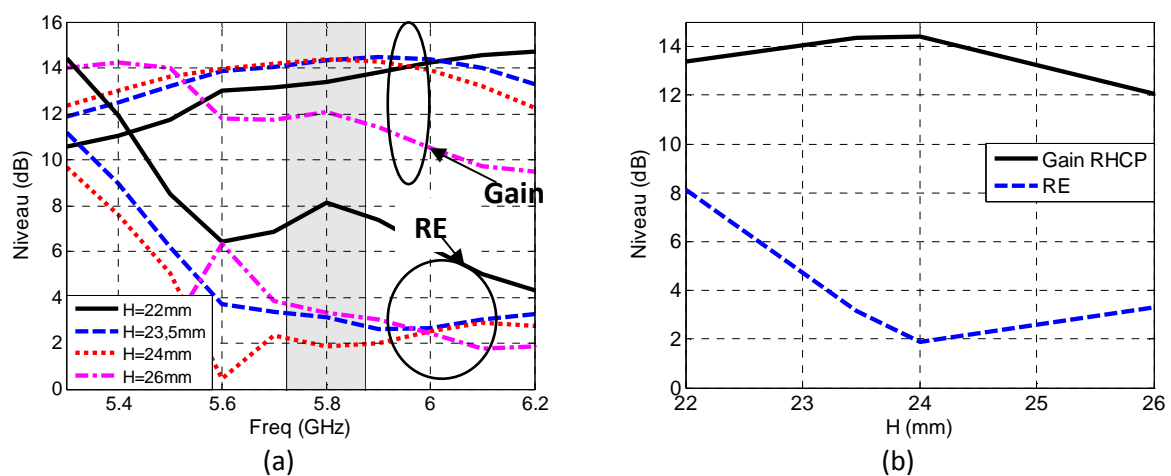


Figure 86 Gain et RE en fonction de la fréquence pour différente hauteurs de cavité (a), gain et RE en fonction de la hauteur de cavité à  $f=5,8\text{GHz}$  (b), pour  $(\varphi=\theta=0^\circ)$

La bande passante en gain de l'antenne est définie pour une variation de moins de 1dB. La bande passante en gain est différente selon la valeur de  $H$ . Plus la hauteur  $D$  est grande, plus la bande passante en gain tend vers les basses fréquences et présente une bande passante plus faible. Ceci s'explique par la condition de résonance de la cavité (III.4), que lorsque  $H$  augmente l'antenne aura tendance à se décaler vers les basses fréquences. Concernant la largeur de la bande passante en gain, celle-ci dépend de la pente fréquentielle de la réflectivité de la  $SSR_1$ . En effet, la réflectivité de la  $SSR$  varie plus rapidement en basse fréquence ce qui réduit la bande passante, tandis que vers des fréquences plus hautes, la réflectivité varie plus lentement ce qui permet d'augmenter la bande passante.

D'après la Figure 86(b), les performances optimales sont obtenues pour une hauteur de cavité de 24mm, avec un gain de 14,2dB et un rapport d'ellipticité de 2dB.

### 3. Influence de la hauteur de l'antenne hélice

La cavité est maintenant optimisée fonctionner à 5,8GHz. Nous proposons d'étudier l'influence des paramètres de la source sur les performances de la structure globale et plus précisément sur le gain et le rapport d'ellipticité. Initialement la hauteur de l'antenne hélice est de 15mm, nous réalisons une étude paramétrique pour une hauteur comprise entre 12mm et 18mm. Le gain et le rapport d'ellipticité sont présentés en fonction de la fréquence pour différentes hauteurs (Figure 87(a)). La Figure 87(b) présente le niveau du gain RHCP et le rapport d'ellipticité en fonction de la hauteur.

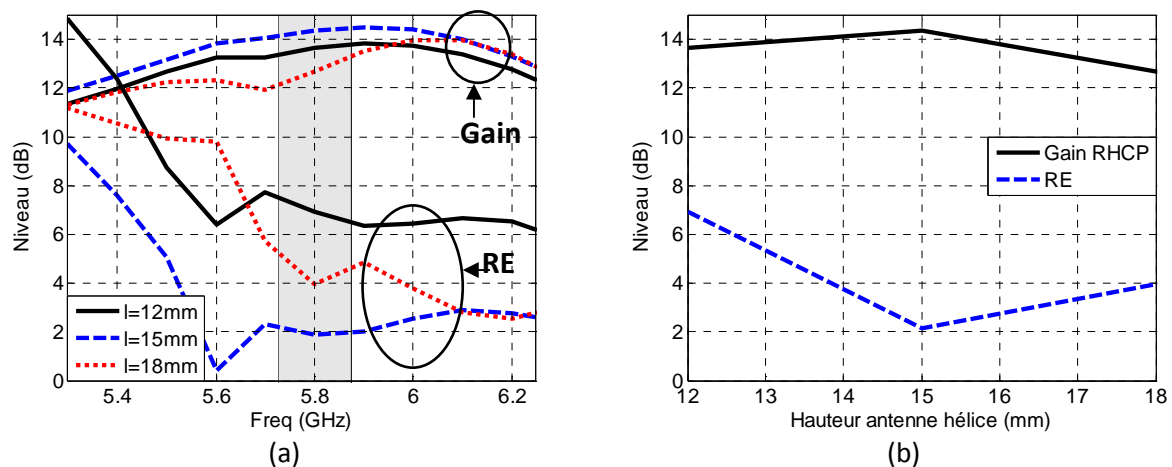


Figure 87 Gain et RE en fonction de la fréquence pour différentes hauteur de l'antenne hélice (a), Gain et RE en fonction de la hauteur de l'antenne hélice (b)

Le rapport d'ellipticité est le paramètre de l'antenne FP le plus affecté par l'évolution de la hauteur de l'antenne hélice. Lorsque l'antenne hélice présente une faible hauteur, elle ne peut générer de polarisation circulaire comme notamment pour  $h=12mm$ . Dans le cas où  $h=15mm$ , le rapport d'ellipticité intrinsèque de l'antenne est de 4dB. Or une fois dans la cavité FP celui-ci diminue pour atteindre 2dB. Pour  $D=18mm$ , l'antenne à cavité FP a un RE égal à 4dB, car la proximité de la  $SSR$  perturbe la polarisation. Dans notre cas, la hauteur de l'antenne hélice optimale est donc de 15mm.

#### 4. Performances de l'antenne optimale

L'antenne optimale présente donc un diamètre de cavité de  $2\lambda$  (104mm), une hauteur  $D=24\text{mm}$ . La grille métallique présente une période de 15,75mm et une largeur de piste de 0,5mm. L'antenne hélice présente une hauteur de 15mm. Ses performances sont présentées ci-dessous.

##### a) Coefficient de réflexion

Le module du coefficient de réflexion de l'antenne permet un fonctionnement de l'antenne dans la bande de fréquence (5,725-5,875GHz) (Figure 88).

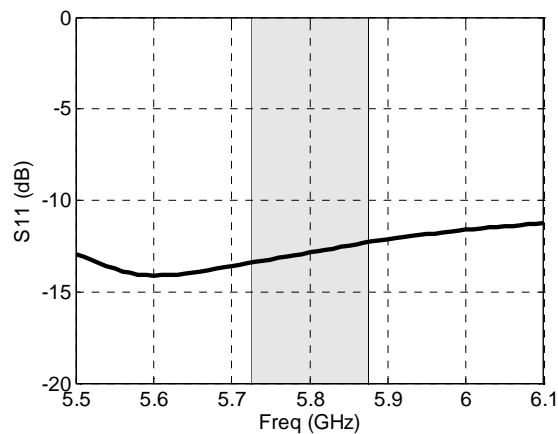


Figure 88 Module du coefficient de réflexion de l'antenne à cavité FP optimale

##### b) Diagrammes de rayonnement

Le diagramme de rayonnement de l'antenne est présenté sur la Figure 89 pour différentes fréquences de la bande ETC. Du fait de la symétrie de l'antenne hélice et de la cavité cylindrique, nous présentons le rayonnement dans un seul plan ( $\phi=0^\circ$ ). Dans l'autre plan ( $\phi=90^\circ$ ), les résultats en rayonnement sont quasiment similaires.

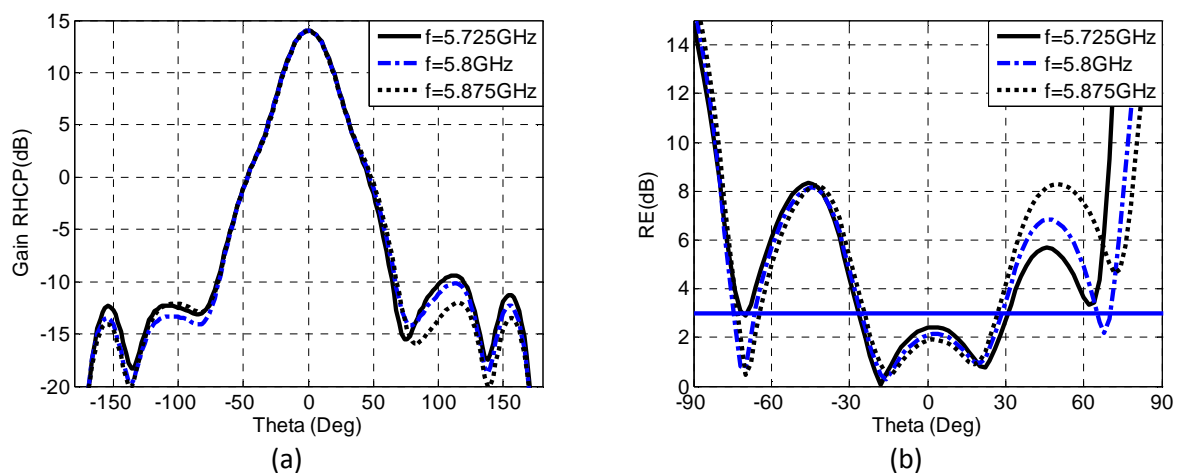


Figure 89 Diagramme de rayonnement à différentes fréquences de l'antenne à cavité FP optimale, en gain (a) et en RE (b)

Le diagramme de rayonnement de l'antenne est identique dans toute la bande de fréquence (8,725-5,875GHz) avec un gain en polarisation RHCP de 14,3dB, une ouverture de 34°, et un niveau des lobes secondaires à 23dB du lobe principal. Le rapport d'ellipticité est quasiment identique aux trois fréquences avec une valeur de 2dB dans la direction axiale et une ouverture de 58° à 3dB.

### c) Performances en fonction de la fréquence

La Figure 90 présente le gain RHCP et le rapport d'ellipticité en fonction de la fréquence dans la direction axiale de l'antenne.

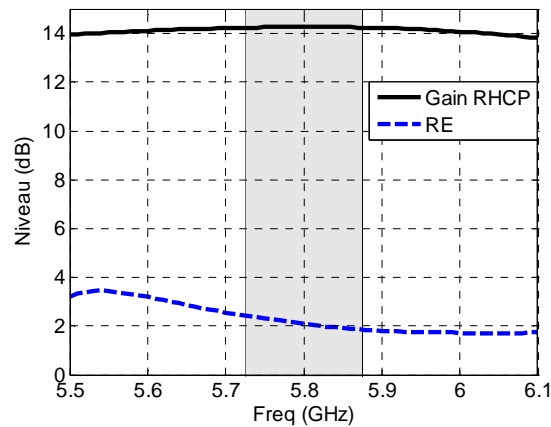


Figure 90 Gain RHCP et rapport d'ellipticité en fonction de la fréquence de l'antenne à cavité FP optimale ( $\varphi=\theta=0^\circ$ )

Le gain RHCP de l'antenne est stable dans toute la bande de fréquence avec une valeur de 14,3dB. Le rapport d'ellipticité de l'antenne est de 2dB en moyenne dans la bande ETC RFID garantissant ainsi une bonne polarisation circulaire.

Il est possible de déterminer l'efficacité d'ouverture de l'antenne à partir de l'équation :

$$A_e = \frac{G_0}{G} = \frac{G_0}{\frac{4\pi S}{\lambda^2}} \quad (\text{III.7})$$

Avec  $G_0$  le gain simulé,  $S$  la surface géométrique de la cavité et  $\lambda$  la longueur d'onde dans le vide.

L'efficacité d'ouverture obtenue est de 70%. Si l'on se réfère à la courbe de la Figure 66, une plus forte réflectivité permet une directivité plus élevée et donc une meilleure efficacité. Dans notre cas, l'utilisation d'une forte réflectivité n'est pas envisageable. En effet, il a été démontré que cela engendre une perte de la polarisation circulaire et une désadaptation.

Afin de valider le fonctionnement de l'antenne, un prototype a été réalisé puis mesuré.

## V. Conception et mesure

### 1. Réalisation du prototype

La réalisation de la cavité FP est faite dans un cylindre de laiton, cette même matière est utilisée pour la conception de la grille métallique. L'antenne hélice est composée d'un ruban de cuivre qui est enroulé autour d'une mousse de type Rohacell. Une couronne de laiton a été ajoutée pour assurer le contact entre la grille et la cavité, la tenue mécanique entre ces deux éléments reposant sur des vis métalliques. L'excitation de la structure est réalisée par une sonde coaxiale. Pour rappel, la structure est composée d'une cavité cylindrique d'un diamètre de  $2\lambda$  (104mm) et d'une hauteur de cavité de 24mm. La SSR est définie pour une période de 15,75mm et une largeur de grille de 0,5mm. Concernant l'antenne hélice, celle-ci est définie par un diamètre de 16,2mm, une hauteur de 15mm et un angle d'enroulement de  $12,5^\circ$ . Le prototype réalisé est présenté sur la Figure 91.

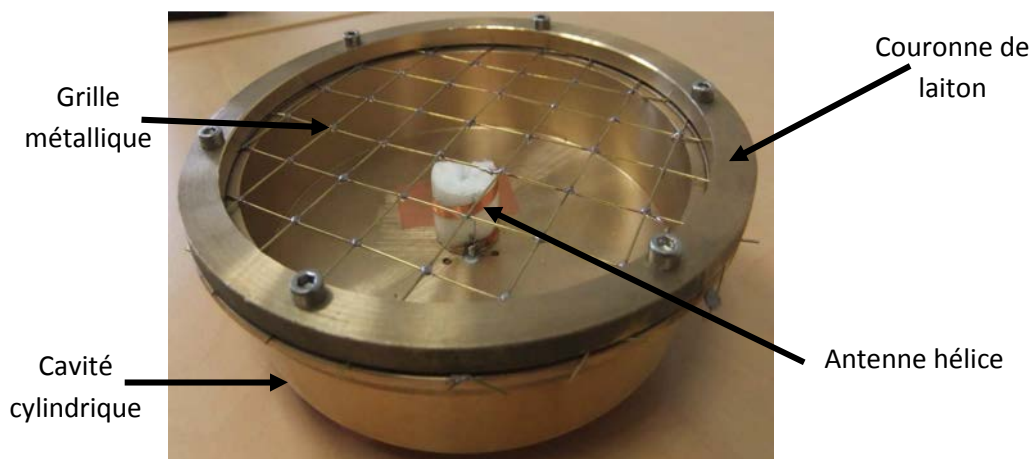


Figure 91 Prototype de l'antenne à cavité FP excitée par une antenne hélice en bande ETC RFID

### 2. Résultats de mesures

Dans cette partie nous traitons les résultats de la mesure menée sur le prototype. Les différents résultats sont comparés à la simulation.

- Adaptation de l'antenne

La première mesure concerne l'adaptation de l'antenne. Les résultats sont présentés sur la Figure 92.

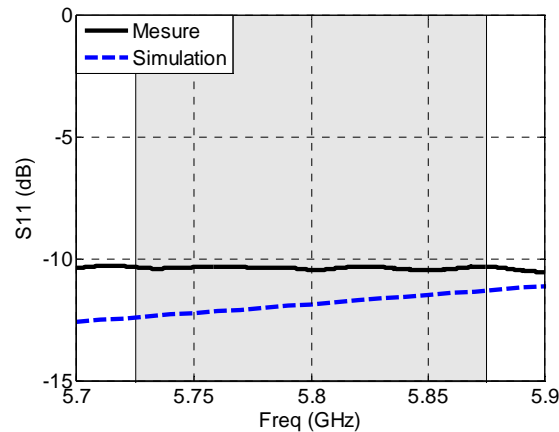


Figure 92 Comparaison du module du coefficient de réflexion entre la mesure et la simulation

L'antenne mesurée est bien adaptée ( $|S_{11}| < -10\text{dB}$ ) dans la bande de fréquence (5,725-5,875GHz) aussi bien en mesure qu'en simulation.

- Performances en fonction de la fréquence

La Figure 93 présente la comparaison du gain RHCP et du rapport d'ellipticité entre la mesure et la simulation en fonction de la fréquence.

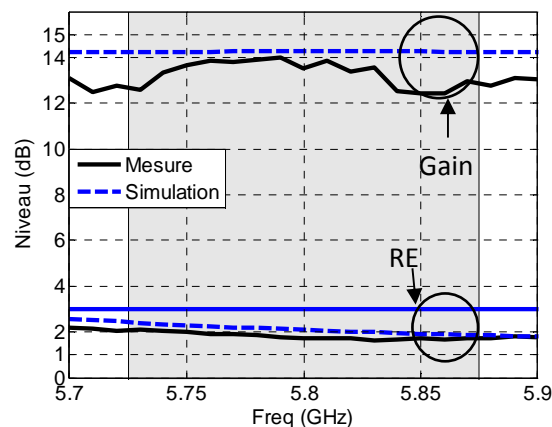


Figure 93 Mesure et simulation du gain et RE de l'antenne à cavité FP ( $\varphi=\theta=0^\circ$ )

Le gain mesuré de l'antenne présente une valeur moyenne de 13,5dB dans la bande ETC RFID. Le maximum de gain est de 14dB pour un minimum de 12,4dB. Le gain simulé est stable dans toute la bande de fréquence contrairement à la mesure. La différence de gain dans la bande de fréquence peut être expliquée par le défaut de planéité de la grille. Ce qui implique différences de hauteur réelle de la cavité. Cela engendre des défauts de résonance et donc des variations de gain en fonction de la fréquence. Le rapport d'ellipticité est similaire à la simulation avec une moyenne de 2dB dans toute la bande de fréquence.



### • Diagrammes de rayonnement

La Figure 94 présente une comparaison des diagrammes de rayonnement entre la mesure et la simulation, en gain et en rapport d'ellipticité. Les diagrammes de rayonnement sont mesurés pour différents points de fréquence.

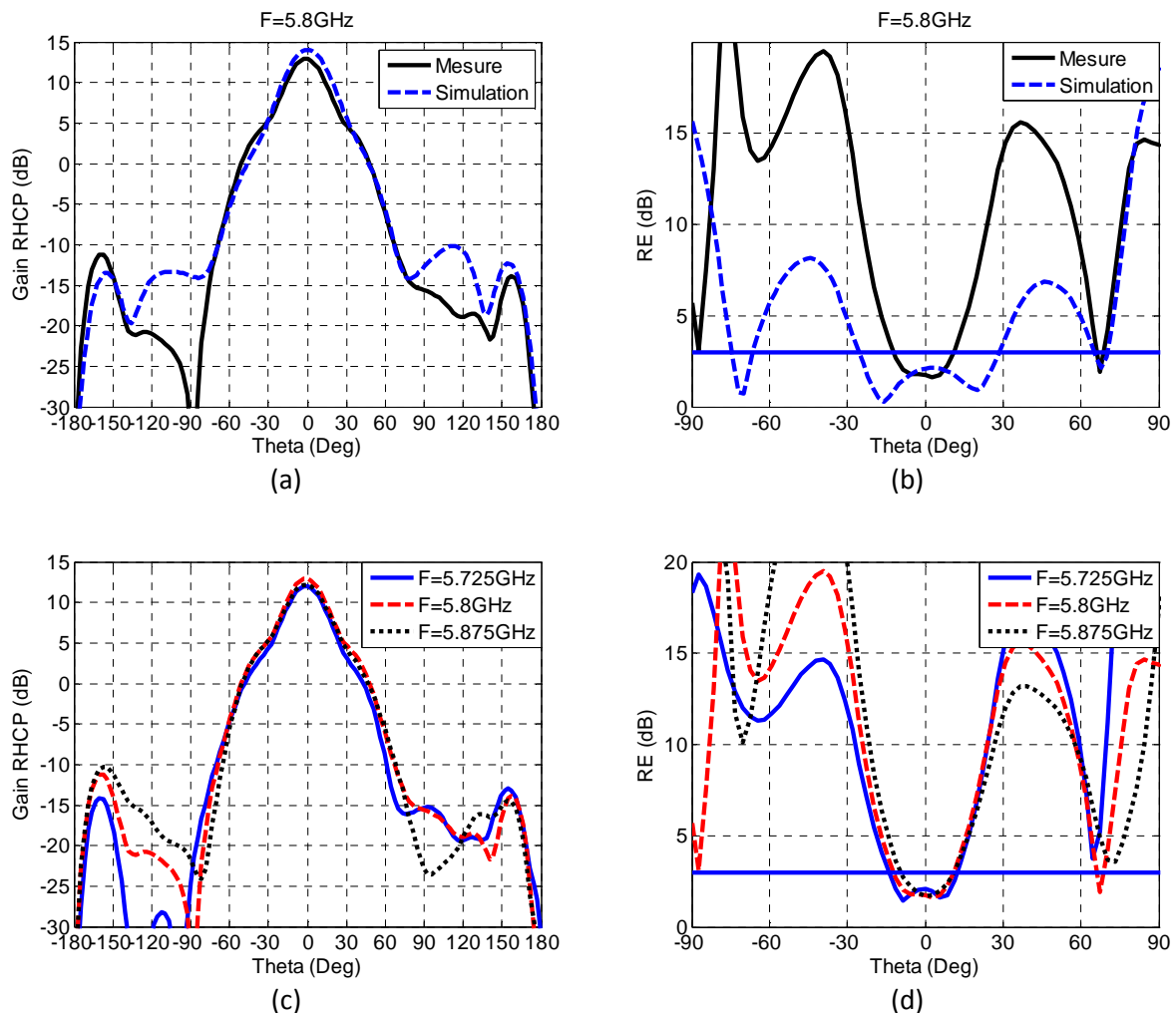


Figure 94 Comparaison des diagrammes de rayonnement entre mesure et simulation à  $f=5,8\text{GHz}$  et pour  $\varphi=0^\circ$  (a) et (b), diagrammes de rayonnement mesurés à différentes fréquence de la bande ETC RFID pour  $\varphi=0^\circ$  (c) et (d)

Le diagramme de rayonnement en gain (Figure 94 (a)) de l'antenne est conforme à la simulation avec un gain de 13,5dB et une ouverture à mi-puissance de  $34^\circ$ . L'antenne ne présente pas de lobes secondaires apparents, mais nous pouvons constater la présence d'un élargissement du lobe principal pour  $\theta=30^\circ$ . Le rapport d'ellipticité mesuré est différent de la simulation mais présente la même valeur dans la direction axiale. Les Figure 94(c) et (d) présentent le rayonnement mesuré pour différentes fréquences de la bande RFID ETC. Que ce soit pour le gain ou pour le rapport d'ellipticité, les diagrammes sont quasiment identiques pour toutes les fréquences. On peut noter que l'efficacité d'ouverture moyenne est de 57%. Des améliorations peuvent être apportées au niveau de la conception pour accroître l'efficacité de l'antenne. Ces améliorations concernent essentiellement la SSR. La technologie imprimée serait sans doute plus judicieuse pour éviter les défauts de planéité de la grille.

## VI. Conception de la SSR sur substrat

D'après la mesure du premier prototype, la grille métallique réalisée avec du fil de laiton se révèle être un inconvénient pour la stabilité des performances de l'antenne. Pour pallier ce problème, le motif de la SSR peut être imprimé sur un substrat diélectrique.

Le motif de la grille est imprimé sur la couche inférieure d'un substrat diélectrique de permittivité  $\epsilon=2,2$  et d'épaisseur 0,8mm. L'utilisation de la technologie circuit imprimé apporte un avantage supplémentaire en termes de rigidité mécanique. Il est possible d'usiner directement le substrat afin d'y insérer un système de visserie et nous permettre de s'affranchir de la couronne pour maintenir la grille sur la cavité. Le remplacement de la grille métallique par une grille imprimée sur un matériau diélectrique permet de réduire le poids et l'encombrement de l'ensemble hélice plus cavité.

Pour quantifier l'influence du substrat sur la réflectivité et la phase du coefficient de réflexion de la grille, nous conservons les dimensions de la grille précédemment définies. Pour rappel, la SSR est définie par une période de  $a=0,3\lambda$  (15,75mm) et un taux de remplissage de 3%. La grille imprimée est présentée sur la Figure 95.



Figure 95 SSR imprimée sur un substrat diélectrique

La Figure 96 présente la comparaison des caractéristiques de la grille avec et sans substrat.

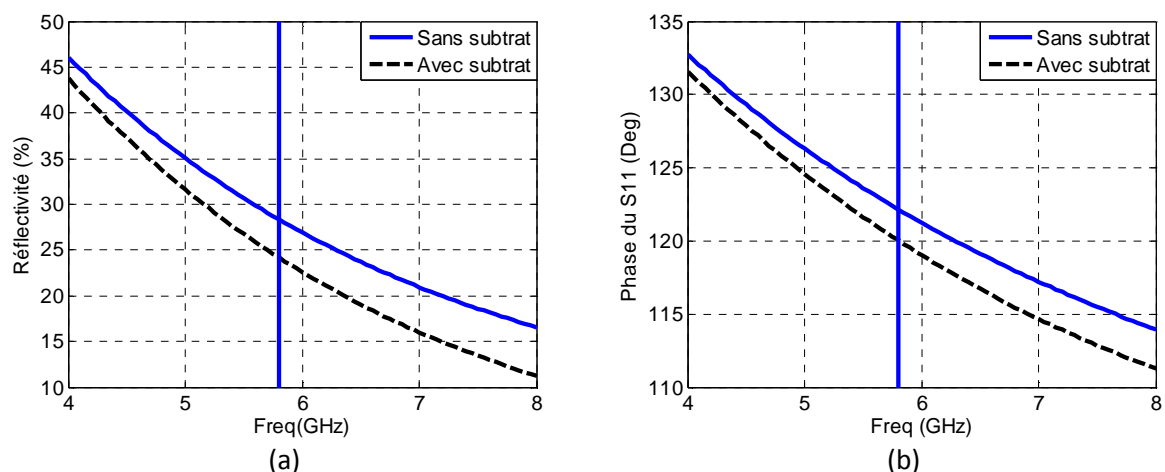


Figure 96 Comparaison de la réflectivité (a) et la phase du S11 (b) de la SSR avec et sans substrat

La présence du substrat diélectrique produit un décalage vers les basses fréquences des performances de la SSR. En présence du substrat, la grille présente une réflectivité et une phase du

coefficient de réflexion plus faible à la fréquence centrale (5,8GHz). Ce décalage fréquentiel engendre une modification de la condition de résonance de la cavité FP ce qui entraîne un réajustement de la hauteur de cavité. Pour s'affranchir de cette étude sur la hauteur de cavité, nous proposons de modifier la grille imprimée. L'idée est d'obtenir la même phase soit  $122^\circ$  et la même réflectivité de 28% que dans la technologie sans substrat à la fréquence de 5,8GHz tout en conservant un taux de remplissage de la grille de  $\tau=3\%$ . Après une étude paramétrique, la nouvelle grille imprimée présente les dimensions suivantes : une période  $a=0,27\lambda$  (14mm) pour  $\tau=3\%$  ( $d=0,42\text{mm}$ ). Une comparaison de la nouvelle grille imprimée et celle sans substrat est donnée sur la Figure 97.

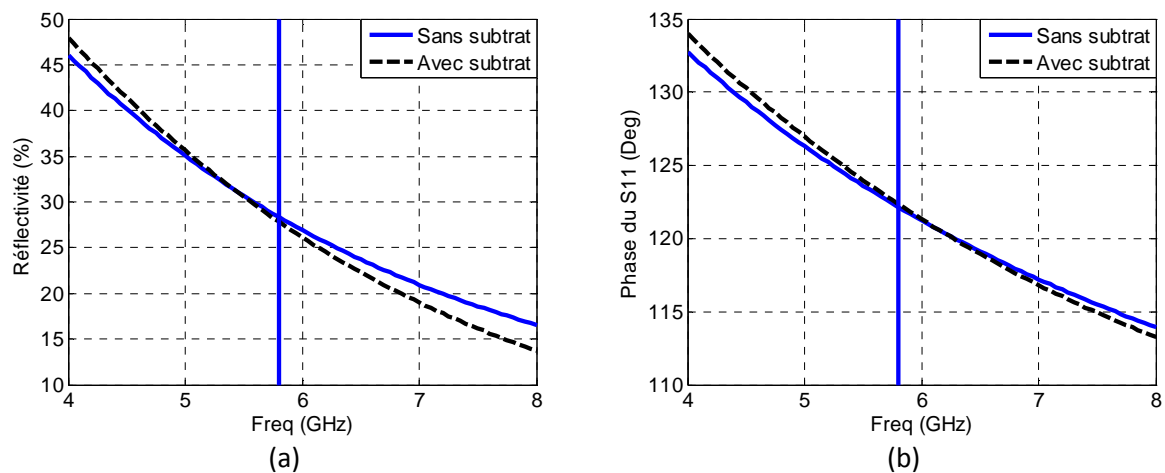


Figure 97 Comparaison de la réflectivité (a) et la phase du S11 (b) de la SSR optimisée avec substrat et sans

D'après les graphiques de la Figure 97, la nouvelle grille imprimée présente les mêmes performances à 5,8GHz que la grille sans substrat. De plus, les courbes sont quasiment similaires dans la bande de fréquence comprise entre 5GHz et 6GHz. Cette grille en technologie imprimée doit permettre un fonctionnement de l'antenne à cavité FP similaire à celui présenté dans la partie III.4 en termes de bande passante en gain et en RE.

## VII. Mesure de l'antenne avec la SSR imprimée

La nouvelle SSR étant définie, l'ancienne surface est remplacée par la nouvelle. Etant donné que la grille avec substrat présente les mêmes performances en réflectivité et en phase, il n'est pas nécessaire de modifier la cavité FP. Pour rappel, les dimensions sont les suivantes : hauteur de cavité  $D=24\text{mm}$  et un diamètre de cavité  $L_{\text{cav}}=104\text{mm}$ . L'antenne hélice est définie par un diamètre de  $16,2\text{mm}$ , une hauteur de  $l=15\text{mm}$  et un angle d'enroulement  $\alpha=12,5^\circ$ . La structure antennaire obtenue est présentée sur la Figure 98.

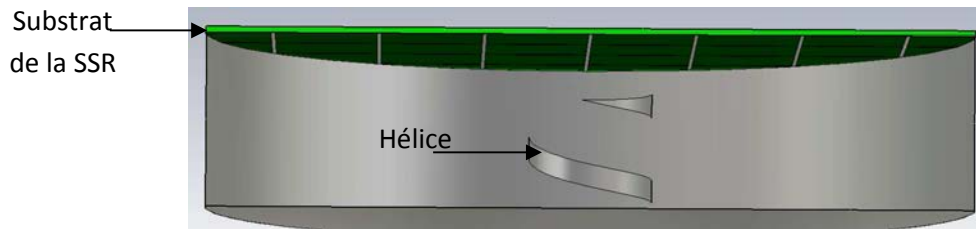


Figure 98 Cavité FP avec grille imprimée sur substrat (vue de coupe)

La SSR de type grille est réalisée sur un substrat Rogers 5880 d'épaisseur de 0,8mm. Nous avons conservé la cavité du premier prototype, dans lequel nous avons préalablement réalisé des perçages pour y fixer la grille par un système de visserie en nylon. Le prototype est présenté dans la suite du document.

### 1. Présentation du prototype

Sur la Figure 99 (a), la SSR de type grille imprimée est présentée seule. Un anneau métallique a été ajouté pour assurer la continuité électrique entre la cavité et la SSR. Sur la Figure 99 (b), l'antenne hélice dans la cavité est présentée sans la SSR. Les Figure 99 (c) et (d) représentent la structure à cavité FP en vue de dessus et de profil respectivement.

L'utilisation du substrat pour la réalisation de la couche supérieure apporte une protection de l'ensemble de l'antenne permettant de rendre l'antenne robuste à l'environnement.

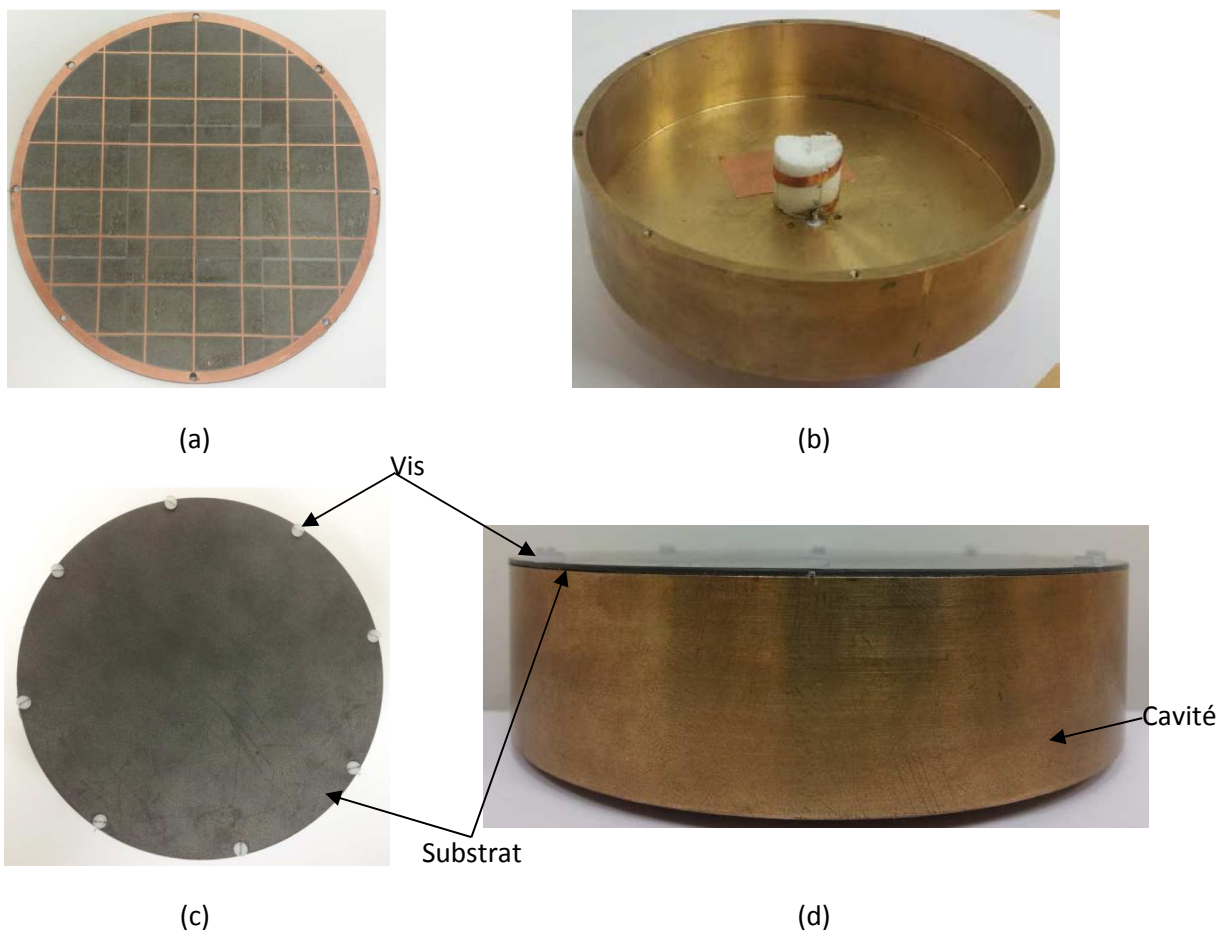


Figure 99 SSR imprimée (a), Hélice dans la cavité sans la SSR (b), Antenne avec la SSR imprimé vue de dessus (c) et vue de profil (d)

## 2. Mesure du prototype

Comme annoncé dans l'introduction de ce chapitre, les mesures de l'antenne ont été réalisées au sein du laboratoire de l'IETR. Dans la suite, les résultats de la mesure sont comparés à la simulation qui tient compte du substrat sur lequel repose la grille métallique.

- Adaptation de l'antenne

La première mesure concerne l'adaptation de l'antenne, qui est comparée à la simulation sur la Figure 100.

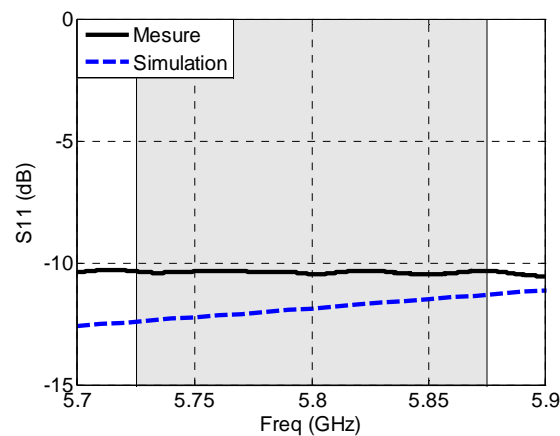


Figure 100 Coefficient de réflexion de l'antenne avec la SSR imprimé en mesure et simulation

L'antenne mesurée est adaptée dans la totalité de la bande de fréquence ETC. On remarque que le  $S_{11}$  mesuré est identique à celui déjà mesuré dans le cas où la grille est réalisée avec un fil métallique. Ce résultat est logique puisque seule la SSR a été modifiée.

- Performances en fonction de la fréquence

La Figure 101 présente la mesure du gain et du RE en fonction de la fréquence dans la direction axiale. Les résultats sont comparés à la simulation.

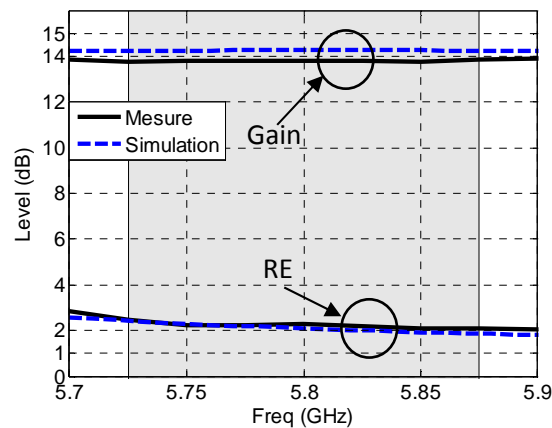


Figure 101 Comparaison de la mesure et de la simulation du gain et du RE de la cavité FP avec la SSR sur substrat

La concordance des résultats de mesure avec la simulation est très bonne, aussi bien pour le gain que pour le rapport d'ellipticité. D'après la mesure, nous obtenons un gain constant de 13,8dB dans toute la bande ETC et même au-delà de cette bande de fréquence. Avec une valeur de 2,2dB pour le rapport d'ellipticité, l'antenne présente une bonne qualité de polarisation circulaire dans la totalité de la bande ETC. L'écart de gain entre la mesure et la simulation est de 0,4dB. Néanmoins, l'utilisation de la grille imprimée sur un substrat permet d'obtenir un gain stable dans toute la bande de fréquence ETC, contrairement au premier prototype réalisé.

- Diagramme de rayonnement

La Figure 102 (a) et Figure 102 (b) présentent la comparaison du diagramme de rayonnement en gain et du RE entre la mesure et la simulation à la fréquence de 5,8GHz. La Figure 102 (c) et Figure 102 (d) présentent les diagrammes de rayonnement en gain et RE mesurés à différentes fréquences de la bande ETC (5,725GHz-5,8GHz-5,875GHz).

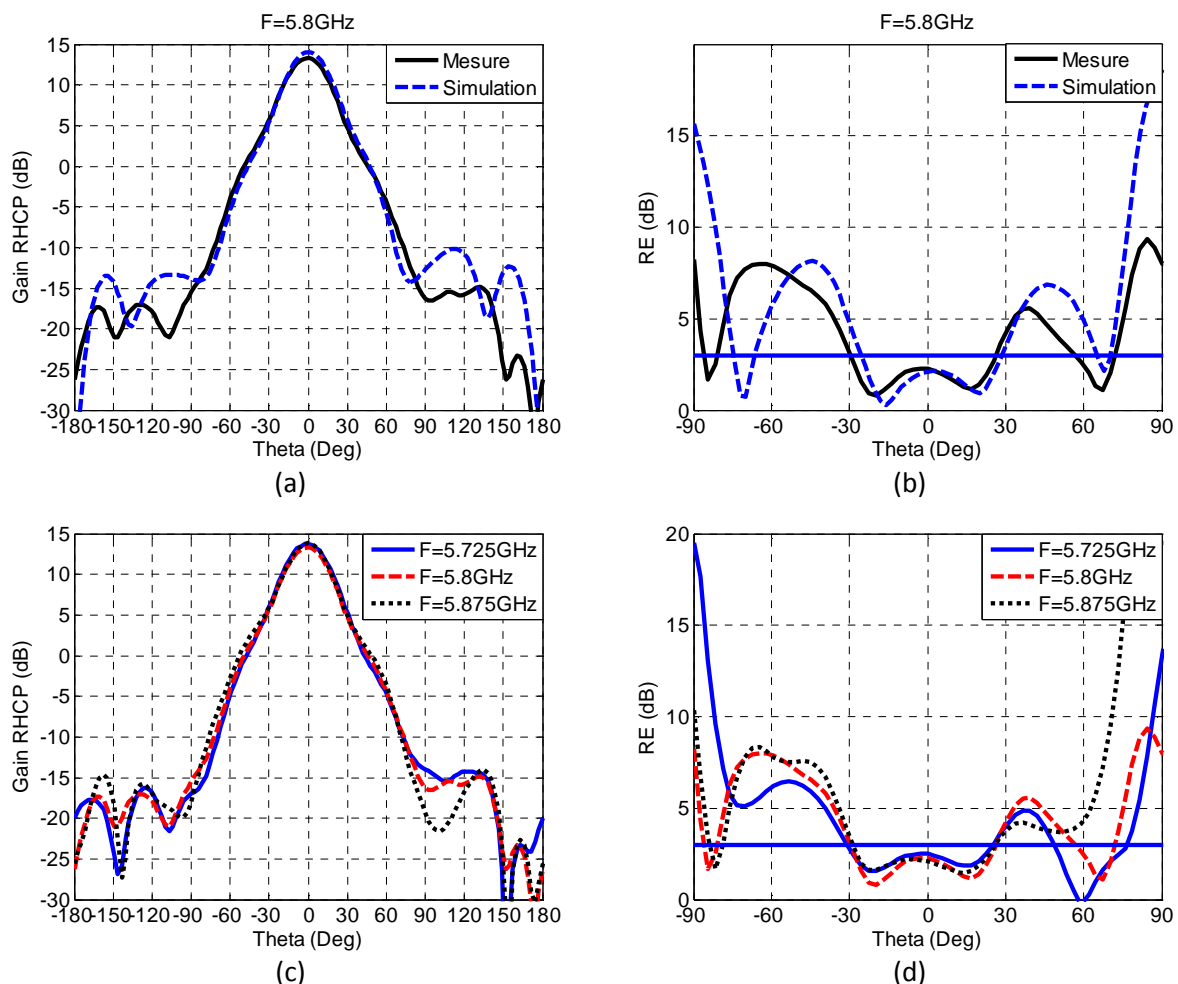


Figure 102 Comparaison des diagrammes de rayonnement mesurés et simulés en gain (a) et en rapport d'ellipticité (b) à 5,8GHz. Diagrammes de rayonnement mesurés à différentes fréquences en gain (c) et en RE (d).

Nous obtenons un excellent accord entre la simulation et la mesure que ce soit pour le gain ou pour le rapport d'ellipticité. Le diagramme de rayonnement en gain présente un lobe principal similaire entre la simulation et la mesure, avec une ouverture à mi-puissance de 35°, un niveau de lobes

secondaires inférieur à -14dB et un RE inférieur à 3dB pour une ouverture de 55°. La mesure aux différentes fréquences permet de valider la stabilité des diagrammes de rayonnement dans la bande ETC.

La mesure du prototype permet de valider le fonctionnement d'une cavité FP excitée par une antenne hélice. Cependant, cette solution nécessite l'utilisation d'une SSR de type grille de faible réflectivité ( $R \approx 30\%$ ) ce qui donne une efficacité d'ouverture de 70%. Pour améliorer la directivité, il faut augmenter la réflectivité de la grille métallique. Or, cette solution n'est pas possible sans perdre la polarisation circulaire. Nous proposons dans la partie suivante une solution pour utiliser les SSR de fortes réflectivités avec l'antenne hélice dans la cavité FP.

### **VIII. Etude de l'association d'une SSR de forte réflectivité et de l'antenne hélice dans la cavité FP**

Dans la partie précédente, nous avons démontré que l'utilisation d'une SSR de forte réflectivité provoque une dégradation de la polarisation circulaire et l'apparition d'un courant stationnaire sur l'antenne hélice. Afin d'éviter la perte de la polarisation circulaire due à la présence de ce courant, nous proposons d'utiliser une charge résistive placée sur l'antenne hélice. Pour cela, nous nous basons sur une technique déjà utilisée avec des antennes spirales en cavité [12]. En effet la proximité de la cavité avec les extrémités de la spirale entraîne des perturbations. Pour pallier à cela, les auteurs dans [13][14] montrent que l'utilisation d'absorbants ou de charges résistives permettent d'absorber ces réflexions et de conserver un fonctionnement stable de l'antenne. De plus, l'utilisation d'une réflectivité plus élevée de la SSR<sub>1</sub> devrait accroître la directivité de l'antenne, mais l'utilisation de la charge implique des pertes et donc dégrader la valeur du gain. Le but de cette étude est de quantifier ces pertes et voir s'il existe des compromis entre les différentes performances de l'antenne (gain, directivité et RE).

Afin d'appliquer cette technique, nous proposons un design d'antenne hélice permettant d'intégrer la charge. Elle est placée entre deux hélices, la première hélice est l'élément rayonnant de base et la seconde hélice est une piste beaucoup plus fine reliée au plan de masse comme présenté sur la Figure 103. La position de la seconde hélice a été préalablement optimisée afin de perturber au minimum l'antenne hélice rayonnante. Cette hélice est réalisée avec le même diamètre et le même angle d'enroulement que l'hélice principale. La largeur du brin secondaire est de 0,5mm.

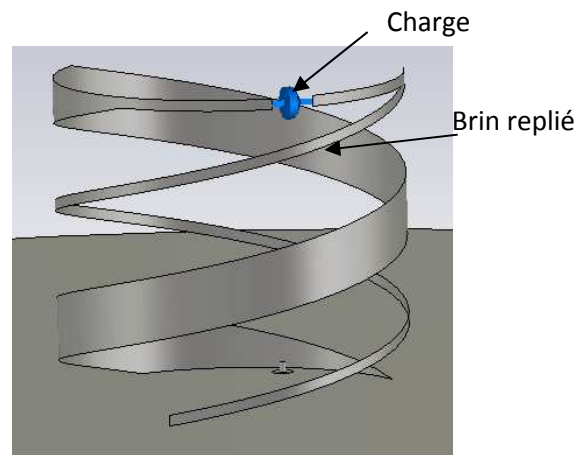


Figure 103 Antenne hélice avec une charge résistive

La réflectivité de la SSR est fixée à  $R=93\%$ , avec  $a=14\text{mm}$  et  $d=5\text{mm}$ . Les paramètres de la SSR en réflectivité et en phase sont présentés sur la Figure 104.

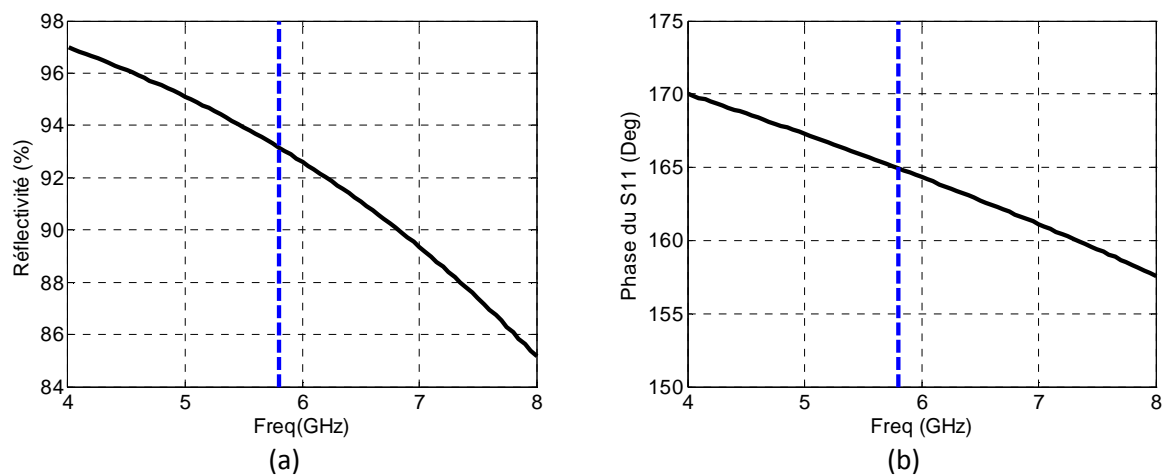


Figure 104 Réflectivité (a) et phase du coefficient de réflexion (b) de la SSR imprimée sur substrat

La SSR présente une phase du coefficient de réflexion de  $165^\circ$ . La modification de la phase implique une évolution de la hauteur de cavité d'après l'équation (III.4). Après optimisation, la nouvelle hauteur de cavité devient égale à  $25,5\text{mm}$ .

La position et la valeur de la charge ont été optimisées après une étude paramétrique. Une comparaison du courant sur le brin rayonnant de l'antenne hélice avec et sans charge est présentée dans le cas où la charge utilisée présente une résistivité optimale de  $330\text{ Ohms}$ .



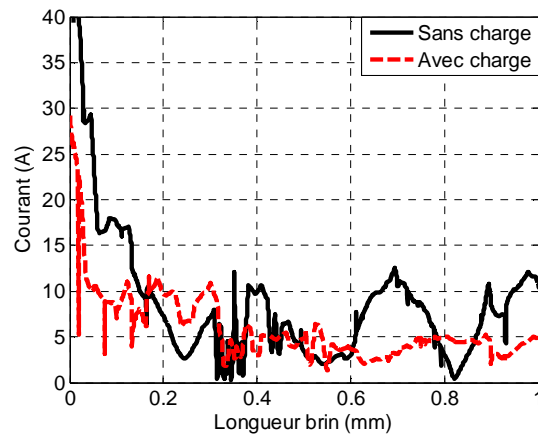


Figure 105 Comparaison du courant sur le brin de l'antenne hélice dans une cavité à forte réflectivité avec et sans charge.

Sur la Figure 105, la courbe en trait continu représente le courant dans le cas sans la charge. On constate la présence d'un courant stationnaire sur le long de l'hélice, qui peut perturber le fonctionnement de l'antenne. En présence de la charge (trait pointillé), le courant le long du brin de l'antenne hélice correspond à celui d'une onde progressive. La charge a pour effet d'absorber le courant induit sur l'hélice dû à la forte réflectivité de la grille. Pour évaluer l'impact de la présence de la charge, nous présentons la directivité en polarisation circulaire et le rapport d'ellipticité sur la Figure 106.

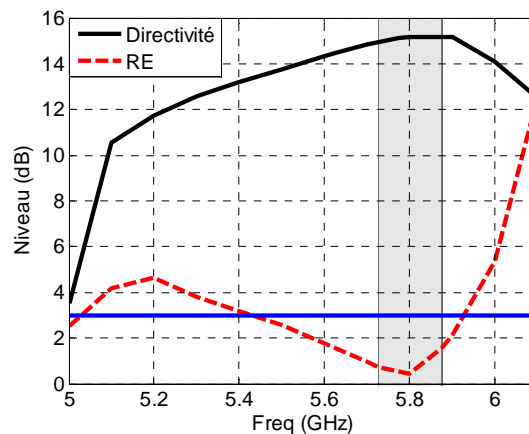


Figure 106 Directivité et RE pour une antenne à cavité FP à forte réflectivité

La directivité de l'antenne à cavité FP excitée par l'antenne hélice avec charge atteint une valeur de 15,2dB à  $f=5,8\text{GHz}$ , et une directivité supérieure à 14,5dB dans toute la bande de fréquence. Cette valeur est supérieure à ce que l'on avait pour une SSR de 28% de réflectivité. Le point important est l'obtention d'une bonne qualité de la polarisation circulaire avec un rapport d'ellipticité inférieur à 3dB dans la bande de fréquence ETC.

Cependant, cette solution présente un inconvénient dû à l'absorption d'énergie par la charge. Le gain de l'antenne est réduit de façon significative. Le gain de l'antenne est présenté sur la Figure 107.

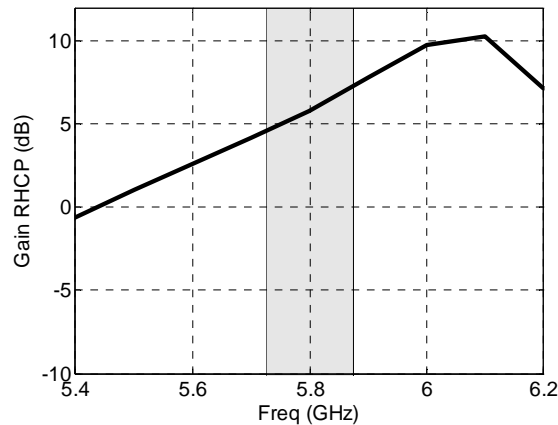


Figure 107 Gain de la cavité FP excité par l'antenne hélice avec charge

A la fréquence de résonance (5,8GHz), le gain est de 5,8dB soit une perte 9dB. La charge permet d'associer une antenne hélice en cavité FP avec une SSR de forte réflectivité. La polarisation circulaire est conservée mais en contrepartie une chute de gain est à prévoir.

Les performances de l'antenne sont présentées ci-dessous.

#### a) Coefficient de réflexion

Le module du coefficient de réflexion est présenté sur la Figure 108. L'antenne est correctement adaptée pour un fonctionnement dans la bande de fréquence ETC. en effet, le  $S_{11}$  est inférieur à -15dB dans l'ensemble de cette bande.

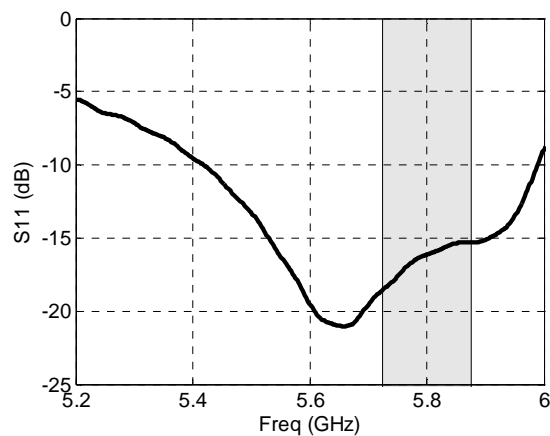


Figure 108 Module du Coefficient de réflexion de la cavité FP avec R=98%

#### b) Diagrammes de rayonnement

Le rayonnement de l'antenne est caractérisé par un diagramme directif avec une directivité de 32° à mi-puissance. Le niveau des lobes secondaires est inférieur à 37dB par rapport au maximum de gain. Le diagramme de rayonnement de l'antenne est stable dans toute la bande de fréquence. Le rayonnement du rapport d'ellipticité est également uniforme dans la bande ETC avec une ouverture à 3dB de 55°.

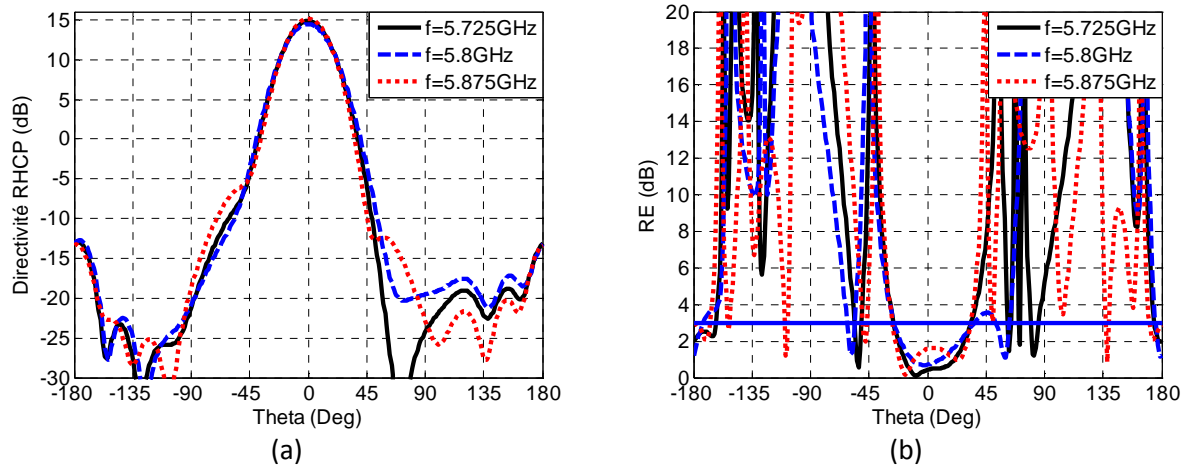


Figure 109 Diagramme de rayonnement en directivité (a) et en RE (b) de l'antenne à cavité FP à forte réflectivité

L'ajout d'une charge sur l'hélice évite l'établissement d'un courant stationnaire sur l'antenne hélice dû à la forte réflectivité de la SSR sur l'antenne hélice, ce qui permet de conserver la polarisation circulaire. Cependant, l'absorption d'énergie par la charge a pour effet de diminuer le gain de l'antenne de 80%.

Cette solution est intéressante si l'on recherche de la directivité et une polarisation circulaire. Mais dans le cas où le gain est un point critique, il convient de se tourner vers d'autres solutions.

## IX. Mesure de l'antenne hélice avec charge dans une cavité FP de forte réflectivité

### 1. Présentation du prototype

La Figure 110 (a) présente la SSR très réflective imprimée sur le substrat. L'antenne hélice avec la charge est présentée sur la Figure 110 (b). L'antenne hélice dans la cavité est présentée sur la Figure 110 (c) et la surface SSR a été retirée pour une meilleure visibilité. La dernière photographie sur la Figure 110 (d) représente la cavité FP avec la SSR vue de profil.

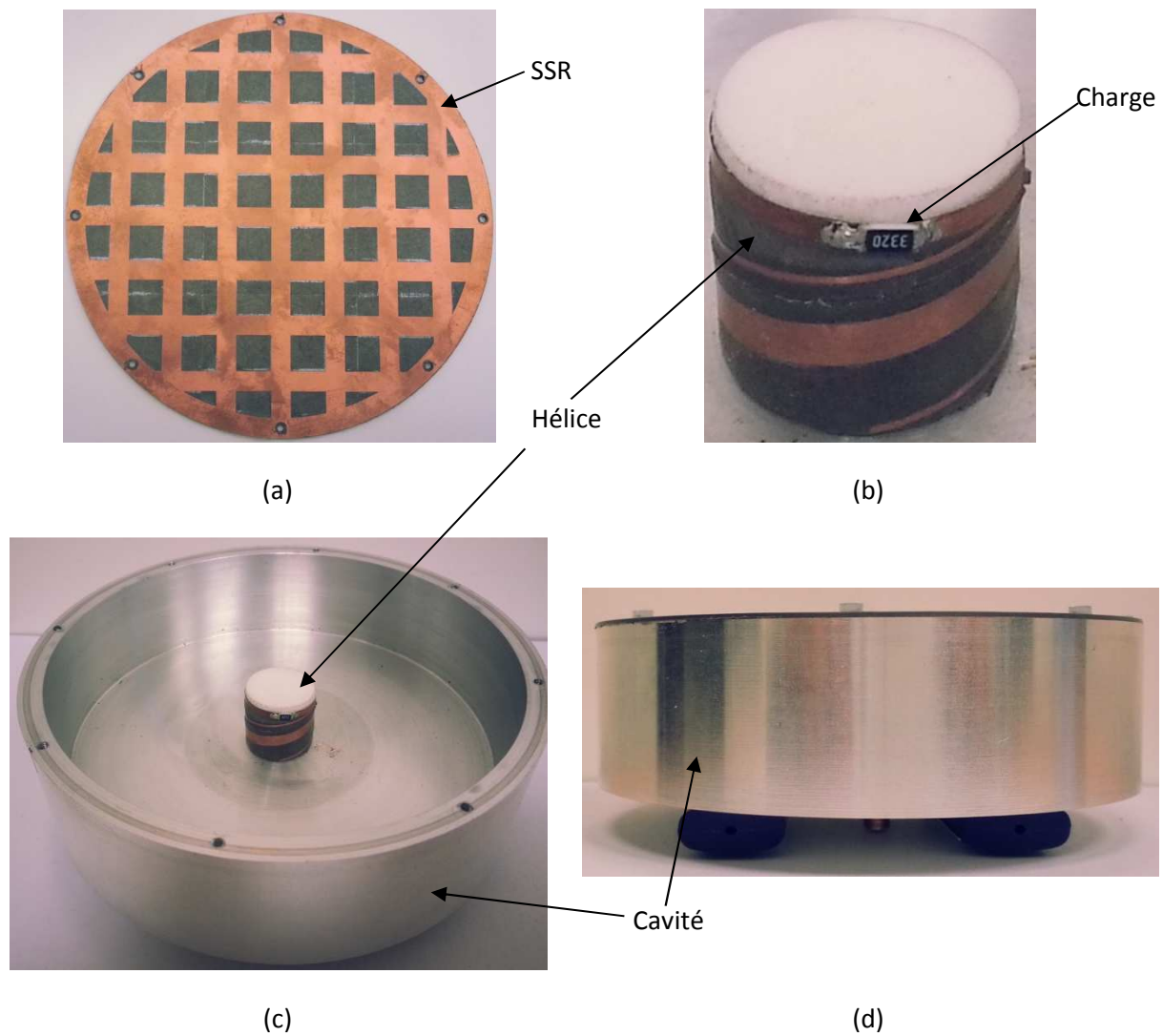


Figure 110 Photos du prototype, SSR (a), Antenne hélice avec la charge (b), antenne hélice dans la cavité FP (c), Vue de profil (d)

## 2. Mesure du prototype

- Adaptation de l'antenne

L'adaptation de l'antenne est présentée sur la Figure 111.

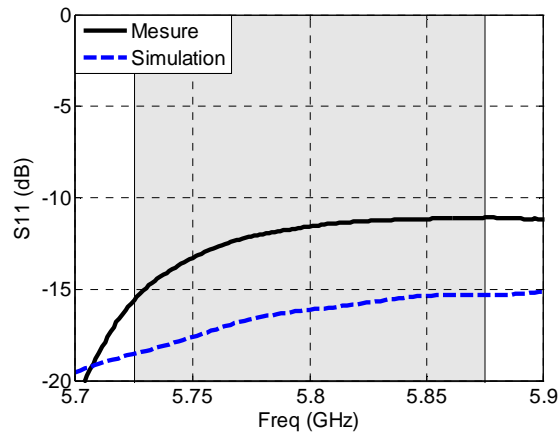


Figure 111 Module du Coefficient de réflexion de l'antenne hélice avec charge dans la cavité FP avec une SSR très réfléchive

La simulation ne concorde pas avec la simulation, mais l'antenne est correctement adaptée pour un fonctionnement dans la bande de fréquence ETC. La différence peut être expliquée par la difficulté de la réalisation de l'antenne hélice avec la charge, la qualité de la soudure et également la tolérance de la charge.

- Performances fréquentielles

La Figure 112 présente la mesure du gain et du RE en fonction de la fréquence dans la direction axiale. Les résultats sont comparés à la simulation.

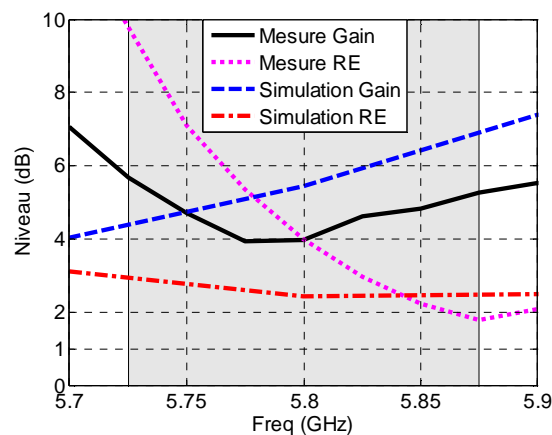


Figure 112 Comparaison du Gain RHCP et du RE mesuré et simulé en fonction de la fréquence

Les résultats de la mesure ne sont pas en adéquation avec la simulation. Le gain mesuré a la forme d'une fonction parabolique alors que la simulation du gain est une droite. Le rapport d'ellipticité mesuré est décalé vers les hautes fréquences avec un minimum de 1.9dB à  $f=5.875\text{GHz}$ .

- Diagrammes de rayonnement

Les Figure 113(a) et Figure 113(b) présentent la comparaison du diagramme de rayonnement en gain et RE entre la mesure et la simulation à la fréquence de 5,8GHz. Les Figure 113(c) et Figure 113(d) présentent les diagrammes de rayonnement en gain et RE mesurés à différentes fréquences de la

bande ETC (5,725GHz-5,8GHz-5,875GHz). Les diagrammes de rayonnement en gain ont été normalisés pour faciliter la comparaison.

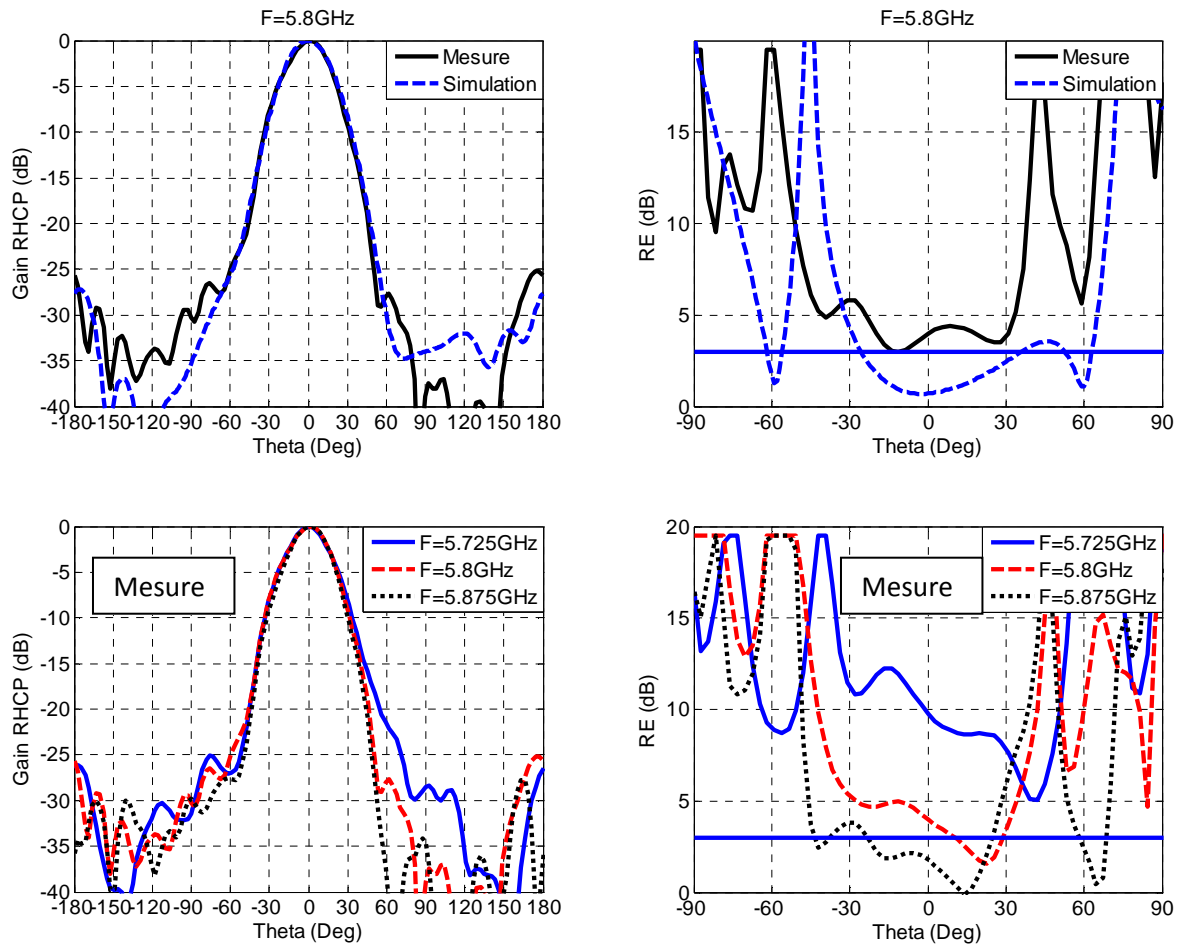


Figure 113 Diagrammes de rayonnement, comparaison simulation mesure en gain et en RE (a) et (b), mesure à trois points de fréquences du gain et du RE (c) et (d)

Le diagramme de rayonnement en gain mesuré concorde parfaitement avec la simulation à  $f=5,8\text{GHz}$ . L'antenne présente une ouverture à mi-puissance de  $34^\circ$  soit une différence de  $2^\circ$  avec la simulation. Le niveau des lobes secondaires est quant à lui de  $25\text{dB}$ . Le diagramme de rayonnement mesuré est quasiment uniforme dans la totalité de la bande de fréquence ETC. La comparaison du rapport d'ellipticité met en avant une grande différence entre la simulation et la mesure. De plus l'allure du RE est déformée par rapport à la simulation, cela est sans doute dû à la réalisation de l'antenne hélice avec la charge.

On constate que la mesure du prototype ne permet pas de valider le système antenne. Seul le diagramme de rayonnement en gain correspond à la simulation. Nous supposons que la charge utilisée dégrade les performances de l'antenne, par la déformation du rayonnement du RE et par l'absorption plus importante de l'énergie.

### X. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté l'utilisation de l'antenne hélice comme source à polarisation circulaire pour une cavité FP. La problématique de cette association réside dans la hauteur de l'antenne hélice. En effet, les antennes à cavité FP utilisent habituellement des sources 2D de type patch. Or, dans le cas présent l'antenne hélice est en trois dimensions. Lorsque l'antenne est trop proche de la couche supérieure de la cavité, cela perturbe la polarisation circulaire. De même, lorsque la SSR présente une forte réflectivité cela induit un courant stationnaire dans l'hélice qui génère une polarisation croisée et perturbe donc la polarisation principale. Pour éviter cette perte de polarisation circulaire la SSR doit présenter une faible réflectivité. Cependant une baisse de la réflectivité induit une diminution du gain. Malgré toutes ces contraintes ; une antenne à cavité FP excitée par une antenne hélice a pu être développée et caractérisée par la réalisation d'un prototype. La mesure du prototype a permis de valider le fonctionnement de l'antenne avec un gain moyen de 13,5dB, un diagramme de rayonnement identique, et une ouverture à mi-puissance de 32° dans la bande ETC RFID (5,725-5,875GHz), tout en ayant une polarisation circulaire (RE=2dB). L'ouverture à mi-puissance permet de répondre aux besoins du cahier des charges, le gain de l'antenne est un peu faible mais il n'est pas un élément critique dans l'absolu ou l'on recherche en priorité la directivité. Des améliorations peuvent être apportées au niveau de la réalisation pour pouvoir égaler l'efficacité obtenue en simulation. Pour cela, il convient de réaliser la grille métallique sur un substrat diélectrique pour garantir la planéité de la structure SSR et ainsi stabiliser le fonctionnement du système antenne.

Nous avons proposé une solution innovante pour utiliser une antenne hélice comme source de la cavité FP avec une SSR de forte réflectivité. La solution consiste à utiliser une charge résistive pour absorber le courant induit par la réflexion de la grille sur l'antenne hélice. Cette solution doit permettre de conserver une bonne qualité de polarisation circulaire et une directivité élevée, en contrepartie la présence de la charge induit des pertes qui réduisent de façon non négligeable le gain de l'antenne.

Le chapitre suivant concerne une évolution de l'antenne à cavité FP présentée dans cette partie, avec une réduction de la hauteur du système antenne grâce à l'apport de surface magnétique artificielle.

## Références

- [1] H. Talleb, D. Lautru, et V. Fouad Hannaa, « Characterization of electronically controlled electromagnetic band gap structures », *Eur. Phys. J. Appl. Phys.* 38, 7–13 (2007).
- [2] S. Enoch, G. Tayeb, P. Sabouroux, N. Guerin and P. Vincent, “A metamaterial for directive emission”, *Physical Review Letters*, vol. 89, NO. 21, p. 213902-1 -213902-4, Novembre 2002.
- [3] A.A Oliner, « Leaky-wave antennas ». In: Johnson, R.C. (ed.): « Antenna Engineering Handbook ».New York: McGraw Hill, 1993, Ch. 10.
- [4] D. R. Jackson, A. Oliner, and A. Ip, “Leaky-wave propagation and radiation for a narrow-beam multiple-layer dielectric structure,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 41, no. 3, pp. 344–348, Mar. 1993.
- [5] G. V. Trentini, “Partially reflecting sheet arrays,” *IRE Trans. Antennas Propag.*, vol. 4, no. 4, pp. 666–671, Oct. 1956.
- [6] H. Boutayeb, K. Mahdjoubi et A.C Tarot, “Antenna inside PBG and Fabry-Perot cavities”, *Journées Internationales de Nice sur les Antennes, JINA*, novembre 2002.
- [7] M. Thevenot, J. Drouet, B. Jecko, T. Monediere, L. Leger, L. Freytag, R. Chantalat, and M. Diblanc, “New advancements to exploit the potentialities of the EBG resonator antennas,” in *2005 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, 2005, vol. 3A, pp. 22–25 vol. 3A.
- [8] R. Sauleau, « Fabry Perot resonators », *Encyclopedia of RF an Microwave Engineering*, Ed. K. Chang, John Wiley & Sons, vol.2, pp.1381-1401, Mai 2005.
- [9] O. Roncière, “Antennes à bande interdite électromagnétique et à cavité fabry-perot reconfigurables,” *Thèse de doctorat*, Université de Rennes 1, France, 2007.
- [10] T. Vu, “Antennes à bande interdite électromagnétique directive : contribution a l’élargissement de la bande passante et a l’évaluation de l’impédance,” *Thèse de doctorat*, Université de Rennes 1, France, 2009.
- [11] E. Rodes. “Nouveaux concepts d’antenne à base de matériaux BIE métalliques. Application aux réseaux de télécommunications,” *Thèse de doctorat*, Université de Limoges, 2006.
- [12] H. Nakano and H. Soga, “Realization of wideband characteristics for a spiral antenna backed by a conducting plane reflector,” in *Antennas and Propagation Society International Symposium*, 1989. AP-S. Digest, 1989, pp. 1312–1315 vol.3.
- [13] H. Nakano, S. Sasaki, H. Oyanagi, and J. Yamauchi, “Cavity-backed Archimedean spiral antenna with strip absorber,” *IET Microw. Antennas Propag.*, vol. 2, no. 7, pp. 725–730, Oct. 2008.
- [14] J. L. Volakis, M. W. Nurnberger, and D. S. Filipovic, “Slot spiral antenna,” *IEEE Antennas Propag. Mag.*, vol. 43, no. 6, pp. 15–26, Dec. 2001.





# Chapitre 4

## Antenne hélice dans une cavité Fabry Pérot avec CMA

### Sommaire

I.	INTRODUCTION .....	104
II.	SURFACE A CONDUCTEUR MAGNETIQUES ARTIFICIEL .....	104
III.	CAVITE FP ET CONDUCTEUR MAGNETIQUE ARTIFICIEL .....	106
1.	<i>Rappel des Généralités de la cavité FP</i> .....	106
2.	<i>Cavité FP avec CMA</i> .....	107
IV.	CONCEPTION DE LA CAVITE FP AVEC CMA .....	108
1.	<i>Objectif</i> .....	108
2.	<i>Antenne hélice compacte</i> .....	108
3.	<i>Caractérisation de la SSR</i> .....	112
4.	<i>Caractérisation de la couche CMA</i> .....	113
V.	CAVITE FP AVEC CMA ET EXCITE PAR UNE ANTENNE HELICE COMPACTE .....	115
1.	<i>Introduction et géométrie de l'antenne</i> .....	115
2.	<i>Optimisation du CMA dans la cavité FP</i> .....	118
3.	<i>Cavité FP avec CMA et antenne hélice optimale</i> .....	119
VI.	CONCEPTION ET MESURE .....	121
1.	<i>Illustration du prototype</i> .....	121
2.	<i>Mesure du prototype</i> .....	123
VII.	CONCLUSION .....	125
	REFERENCES .....	126

## I. Introduction

Nous avons vu dans le chapitre précédent que l'utilisation de l'antenne hélice comme source à polarisation circulaire avec la cavité Fabry-Pérot permet d'obtenir des performances très intéressantes à la fois en directivité, en gain et en qualité de polarisation circulaire tout en offrant un faible encombrement. Dans ce chapitre, nous proposons de conserver cette technologie tout en y intégrant une surface de type CMA (Conducteur Magnétique Artificiel) en remplacement du plan de masse afin de réduire la hauteur de la cavité.

La présentation de la surface CMA suivie d'un rappel sur les cavités FP permet de montrer comment la diminution de la hauteur de la cavité est obtenue. Chaque élément constituant la solution antennaire est présenté individuellement (Cavité, Antenne hélice, CMA, SSR). La diminution de la hauteur de la cavité, nécessite la réalisation d'une antenne hélice compacte de hauteur inférieure à  $0,25\lambda$ . Une étude numérique permet ensuite d'optimiser le fonctionnement de cette nouvelle solution antennaire. Enfin, la réalisation d'un prototype permet de vérifier le fonctionnement de cette solution.

## II. Surface à Conducteur Magnétique Artificiel

Les Conducteurs Electriques Parfaits (PEC) sont utilisés comme réflecteurs ou plans de masse dans de nombreuses applications antennaires. Ils permettent de rediriger une partie de l'énergie rayonnée par une antenne dans une direction d'intérêt, permettant ainsi d'améliorer le gain de l'antenne et de rendre le rayonnement plus directif. L'antenne doit être judicieusement positionnée par rapport au plan de masse pour maximiser son effet. Si l'antenne est trop proche ( $\ll \lambda$ ) du plan conducteur, l'onde est réfléchiée en opposition de phase avec l'onde incidente ce qui induit une interférence destructive. Lorsque l'antenne est placée à  $\lambda/4$  du plan de masse, l'onde réfléchiée parcourt un trajet équivalent à un déphasage de  $\pi$  (aller/retour) et subit un déphasage supplémentaire de  $\pi$  dû à la réflexion sur le conducteur, ainsi l'onde réfléchiée est en phase avec l'onde directe permettant une interférence constructive (Figure 114).

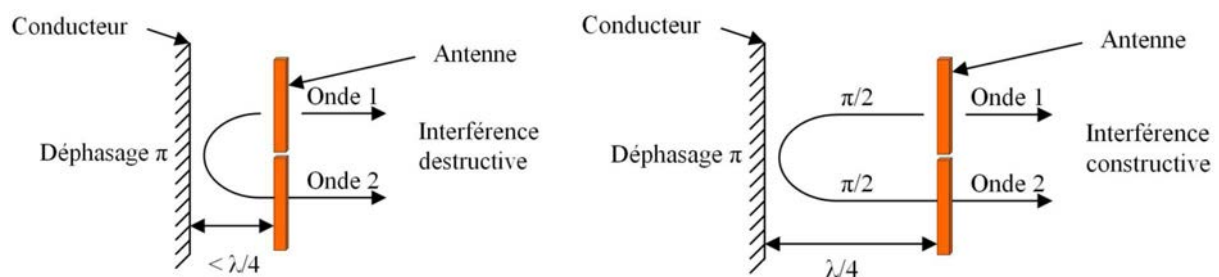


Figure 114 Influence du positionnement d'une antenne par rapport à un CEP [1]

Une surface PEC peut être remplacée par une surface de type Conducteur Magnétique Parfait (CMP) caractérisée par une phase du coefficient de réflexion nulle. Dans le cas d'un plan de masse CMP, l'antenne peut être positionnée à proximité sans dégrader le rayonnement de l'antenne (Figure 115). Cette technique permet de réduire la distance entre une antenne et son plan réflecteur.

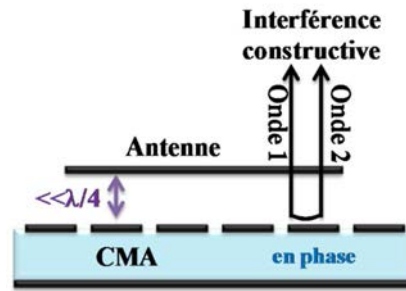


Figure 115 Interaction d'une antenne et d'un CMA

Contrairement au PEC, la surface à CMP n'est pas un élément présent à l'état naturel, mais il est possible d'en recréer le comportement radioélectrique à partir de surfaces adaptées. Dans ce cas, on parle de Conducteur Magnétique Artificiel (CMA) pour toute surface ayant un comportement CMP. De plus, les CMA peuvent, sous certaines conditions, être dans certains classés parmi les structures à Bande Interdite Electromagnétique (BIE) car elles ne permettent pas la propagation des ondes électromagnétiques le long de leur surface à certaines fréquences. On peut également parler de surface haute impédance (SHI).

Les SHI font l'objet de diverses recherches depuis près de vingt ans. Ces surfaces sont généralement constituées d'un matériau diélectrique sur lequel sont imprimés des motifs métalliques périodiques planaires sur une face et un plan de masse électrique sur l'autre.

La première technologie de SHI fut développée par Sievenpiper en 1999. Son article présente une structure à bande interdite électromagnétique sous le nom de « champignon » [2] (Figure 116 (a)). Celle-ci est constituée d'un réseau 2D de patchs carrés ou d'hexagones métalliques reliés au plan de masse par un fil conducteur (via). La structure peut être réalisée sur un substrat ou bien dans l'air le but de cette surface étant d'empêcher la propagation des ondes de surface.

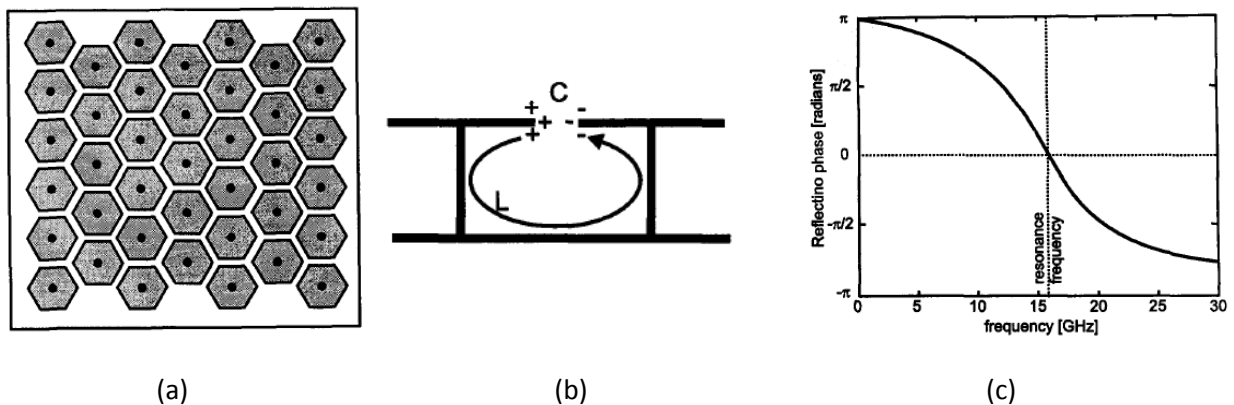


Figure 116 Surface SHI « champignon » (a), Modélisation électrique (b) et Phase du coefficient de réflexion (c)

Cette surface SHI est modélisée par un réseau LC (Figure 116 (b)), avec une fréquence de résonance définie par  $f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ . La Figure 116 (c) présente la phase du coefficient de réflexion de la SHI. Celle-ci présente un comportement de type CMP avec un déphasage de  $0^\circ$  à la fréquence de résonance. Sievenpiper a démontré qu'une surface d'éléments périodiques peut être assimilée à un CMP. Depuis, diverses études ont été réalisées sur ce type de surface, avec différentes contraintes recherchées, comme l'élargissement de bande passante qui est définie pour une phase comprise

entre  $-90^\circ$  et  $+90^\circ$ , ou encore des applications multifréquences. Des travaux récents [3] ont permis d'établir que des motifs plans périodiques sans via permettent d'obtenir un comportement similaire à une SHI dans une bande de fréquence plus étroite et en incidence normale. La suppression des vias permet une réalisation du CMA plus simple et moins coûteuse.

Dans la partie suivante, il est présenté comment le CMA permet de réduire la hauteur d'une cavité Fabry Péro.

### III. Cavité FP et Conducteur Magnétique Artificiel

#### 1. Rappel des Généralités de la cavité FP

La cavité Fabry-Pérot est composée d'une ou plusieurs Surfaces Semi-Réfléchissantes (SSR) et d'une source d'excitation placée à l'intérieure de la cavité. Les différents plans sont séparés par la hauteur de cavité ( $H$ ) et présentent une dimension latérale ( $L_{cav}$ ) (Figure 117).

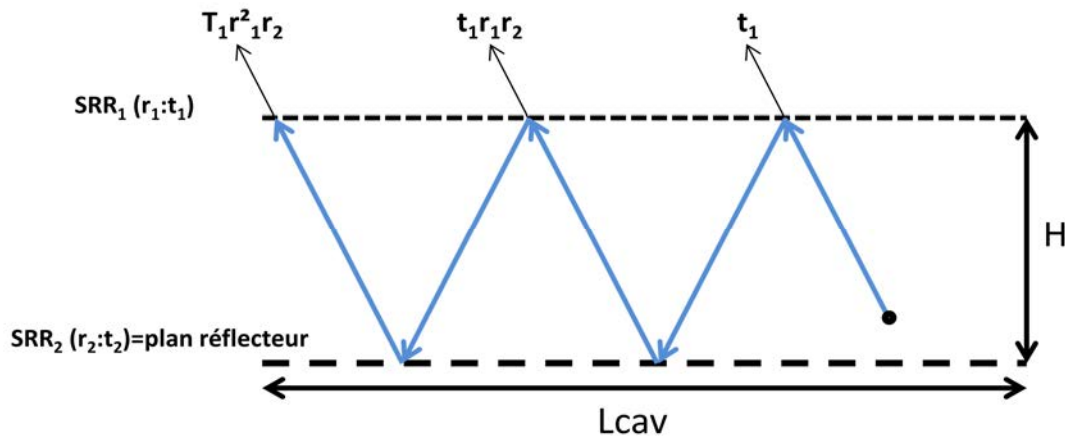


Figure 117 Principe de fonctionnement d'une cavité Fabry-Pérot

Le maximum de directivité est obtenu en incidence normale ( $\theta_0=0^\circ$ ) pour :

$$H = \frac{c}{f} \left( \frac{\varphi_{r1} + \varphi_{r2}}{4\pi} + \frac{n}{2} \right) \quad n=0,1,2,3,\dots \quad (IV.1)$$

Avec  $n$  le mode de fonctionnement de la cavité,  $c$  la célérité de la lumière dans le vide,  $f$  la fréquence de travail et  $\varphi_{r1}$ ,  $\varphi_{r2}$  les phases du coefficient de réflexion de la  $SSR_1$  et  $SSR_2$  respectivement.

Dans le chapitre 3, la surface  $SSR_2$  est considérée comme un conducteur électrique parfait (CEP), c'est-à-dire que le paramètre  $\varphi_{r2}$  est égal à  $\pi$ . La hauteur de cavité obtenue est environ de  $\lambda/2$ . Pour la suite de l'étude, la surface CEP est remplacée par une surface de type CMA. Cette surface est caractérisée par une phase du coefficient de réflexion nulle à une fréquence donnée. Si le paramètre  $\varphi_{r2}$  est égal à  $0^\circ$ , l'équation de la hauteur devient :

$$H = \frac{\lambda}{4} \left( \frac{\varphi_{r1}}{\pi} \right) \quad (\text{IV.2})$$

Lorsque  $\varphi_{r1}$  tend vers  $\pi$ , la hauteur de la cavité tend alors vers  $\lambda/4$ . L'utilisation de la CMA permet de réduire de moitié la hauteur de la cavité FP. Différentes études ont repris ce principe de fonctionnement, l'une d'entre elle est présentée dans la suite.

## 2. Cavité FP avec CMA

Les études [4] et [5] proposent l'utilisation d'un CMA pour réduire la hauteur des cavités FP. Dans [5] Feresidis et al. obtiennent une cavité FP avec une hauteur de  $0,25\lambda$ . Pour cela, ils utilisent une surface CMA composée de motifs métalliques de forme carrée reproduit périodiquement (Figure 118 (a)) et la surface SSR est également composée de motif carré (Figure 118 (b)). La cavité FP présente une dimension latérale de  $7,5\lambda \times 7,5\lambda$  et la source est une antenne patch à polarisation linéaire qui repose sur le même substrat que le CMA.

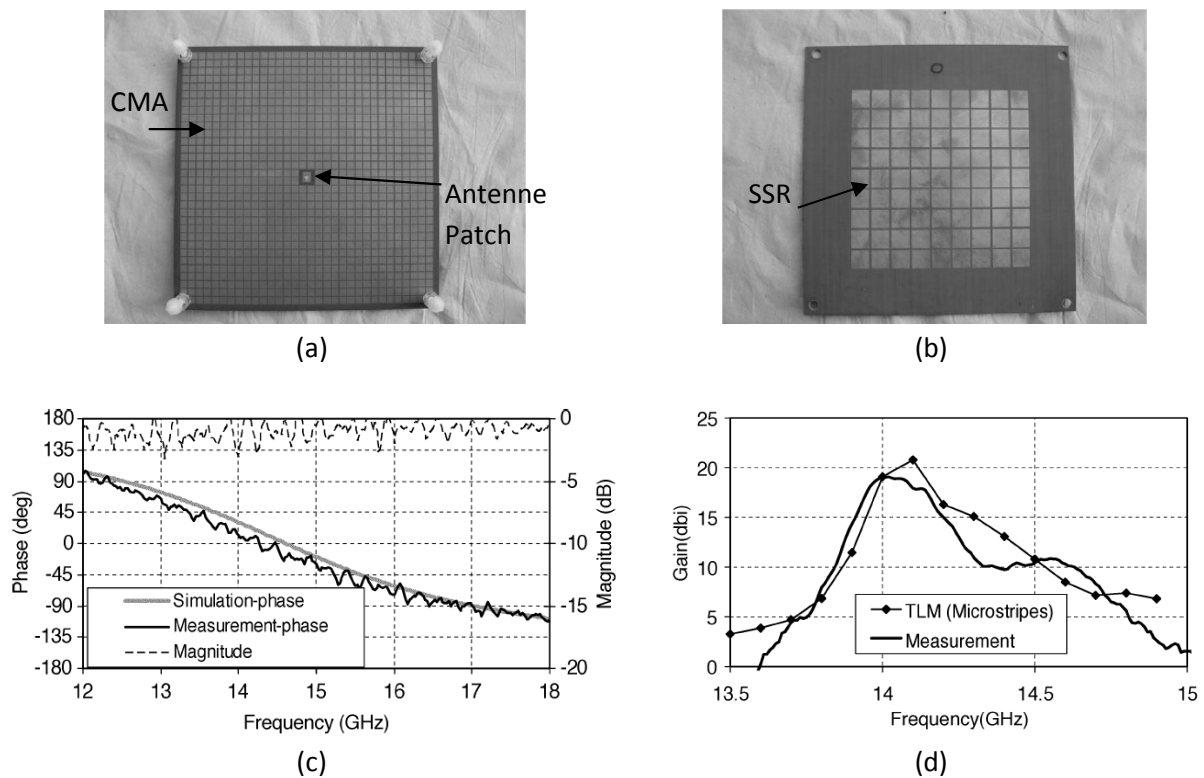


Figure 118 Surface CMA (a), Surface SSR (b), Phase du S11 du CMA (c), Gain obtenue par la cavité FP (d), [5]

La Figure 118 (c) présente la phase du coefficient de réflexion du CMA. Celle-ci est bien caractérisée par une phase du coefficient de réflexion nulle à la fréquence de 14GHz. A cette fréquence la SSR présente une réflectivité de 85%. Les deux couches sont séparées par une hauteur de 5,85mm, soit  $0,27\lambda$  à 14GHz. Le gain maximal obtenu en mesure est de 19dBi à 14GHz (Figure 118 (d)). Cette étude permet de valider le fonctionnement d'une cavité FP avec CMA.

Dans la suite du manuscrit, nous présentons l'étude et l'intégration d'un CMA dans la solution antennaire développée dans le chapitre 3 afin de réduire la hauteur par deux.

## IV. Conception de la cavité FP avec CMA

### 1. Objectif

Pour réaliser la nouvelle cavité FP avec CMA et excitée par l'antenne hélice, certains éléments ont besoins d'être redéfinis. Suite à l'utilisation du CMA, la cavité doit présenter une hauteur proche de  $0,25\lambda$ . Cependant, l'antenne hélice utilisée dans le chapitre 3 est définie par une hauteur équivalente à  $0,29\lambda$ . Une nouvelle antenne hélice compacte est donc présentée afin de respecter ces nouvelles contraintes. Pour compléter l'étude élémentaire de la cavité FP, nous rappellerons les caractéristiques de la SSR. Enfin, nous présenterons l'étude de la conception du CMA.

Comme dans le chapitre 3, la cavité présente une dimension latérale ( $L_{cav}$ ) de  $2\lambda$  ce qui implique que les bords de la structure doivent être fermés par des murs métalliques afin d'éviter la diffraction du champ sur les extrémités de la cavité. D'après l'équation (IV.2), l'ajout de la couche CMA impose une hauteur de cavité proche de  $0,25\lambda$  soit 13mm à 5,8GHz.

### 2. Antenne hélice compacte

L'antenne hélice utilisée dans le chapitre 3 présente une hauteur  $0,29\lambda$ . Par conséquent, nous devons réduire cette dimension afin d'intégrer l'antenne dans la cavité FP avec CMA. Or, si l'on conserve un angle d'enroulement de  $12,5^\circ$  pour utiliser l'antenne dans son mode axial [6]-[7], il n'est pas possible de conserver une polarisation circulaire avec une hauteur inférieure à  $0,29\lambda$  (15mm). La Figure 119 présente le gain et RE en fonction de la hauteur de l'antenne hélice pour un angle d'enroulement  $\alpha=12,5^\circ$  et un fonctionnement à 5,8GHz (diamètre de l'antenne hélice égal à 16,2mm).

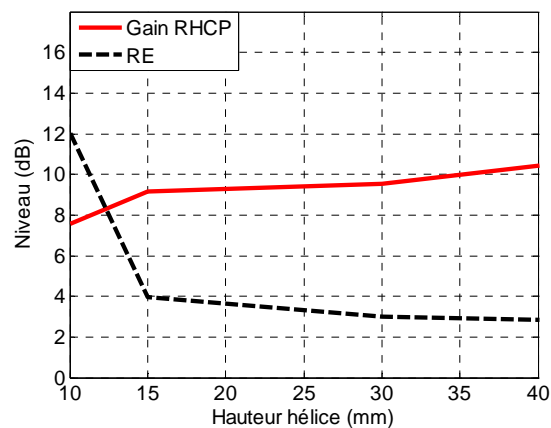


Figure 119 Gain et RE en fonction de la hauteur de l'antenne hélice, avec un angle d'enroulement de  $12,5^\circ$  pour un fonctionnement à 5,8GHz

Comme nous souhaitons conserver l'antenne hélice pour sa simplicité de conception et sa capacité à rayonner une onde à polarisation circulaire, nous établissons un état de l'art sur les antennes hélice compactes.

### a) Les antennes hélices compactes

En 1990, Nakano [8] démontre qu'il est possible d'obtenir une polarisation circulaire et un rayonnement axial avec une antenne hélice possédant un faible angle d'enroulement ( $4^\circ$ ). L'antenne obtenue possède un nombre de spires égal à 2 permettant ainsi de réduire la hauteur de l'antenne (Figure 120).

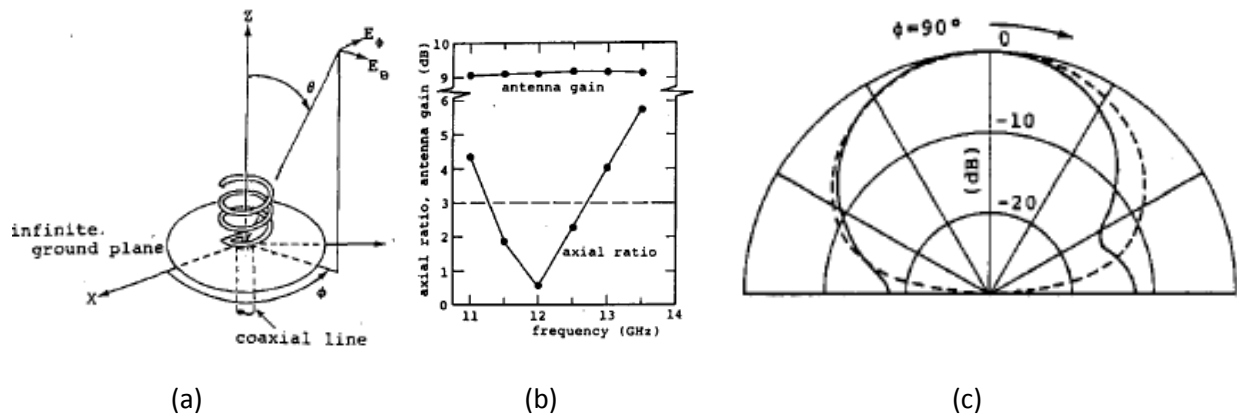
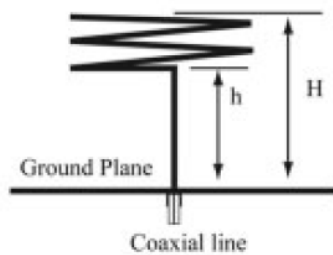


Figure 120 Antenne hélice (a), Gain et RE en fonction de la fréquence (b), Diagramme de rayonnement (c), [8]

La bande passante du rapport d'ellipticité obtenue est de 12%. L'antenne présente un gain de 9dB ce qui est comparable à une antenne hélice classique. Ces performances sont obtenues pour une hauteur d'antenne hélice de  $0,2\lambda$ .

Une étude plus récente [9] propose une antenne hélice de deux spires, pour différents angles d'enroulement compris entre  $0,6^\circ$  et  $3^\circ$  (Figure 121). Il démontre que l'angle d'enroulement affecte la bande passante du rapport d'ellipticité. En effet, celle-ci diminue avec la réduction de l'angle d'enroulement. De plus l'antenne nécessite d'être surélevée du plan de masse, la hauteur totale de l'antenne hélice variant donc de  $0,23\lambda$  (pour  $\alpha=3^\circ$ ) à  $0,16\lambda$  (pour  $\alpha=0,6^\circ$ ).



(a)

TABLE 1 Axial Ratio Bandwidth of the 2-Turn Helix With Different Pitch Angles Varying From  $0.6^\circ$  to  $3^\circ$

	Pitch Angle ( $^\circ$ )			
	3	2	1	0.6
3-dB Axial ratio bandwidth (GHz)	2.38-2.67	2.42-2.67	2.50-2.67	2.54-2.67
The lowest axial ratio (dB) and the position (GHz)	0.08/2.52	0.10/2.55	0.35/2.59	0.15/2.61
Bandwidth (%)	11.5	9.8	6.5	5
Straight wire height (mm)	15	16	16	16
Axial length (normalized to frequency wavelength with the lowest axial ratio)	0.230	0.208	0.175	0.162

(b)

Figure 121 Géométrie de l'antenne hélice (a), Tableau des performances de l'antenne hélice pour différents  $\alpha$  (b), [9]

Les deux études présentées proposent des antennes hélice fonctionnant en mode axial pour des longueurs axiales proches de  $0,2\lambda$ . De plus, la bande passante du rapport d'ellipticité est supérieure à 10% pour un angle d'enroulement supérieur à  $3^\circ$ . Les antennes hélice ont été définies avec une



circonférence proche de la longueur d'onde, comme dans le cas d'une antenne hélice classique en mode axial.

Dans la suite de l'étude, le développement d'une antenne hélice avec un angle d'enroulement faible est présenté.

### *b) Développement d'une antenne hélice compacte*

La hauteur de l'antenne hélice a été calculée pour différents angles d'enroulement compris entre 4° et 8°. Le nombre de spires est fixé à deux, pour un diamètre d'antenne de 16,2mm. La hauteur de l'antenne est déterminée par la relation suivante :

$$l = N * (\pi D * \tan(\alpha)) \quad (IV.3)$$

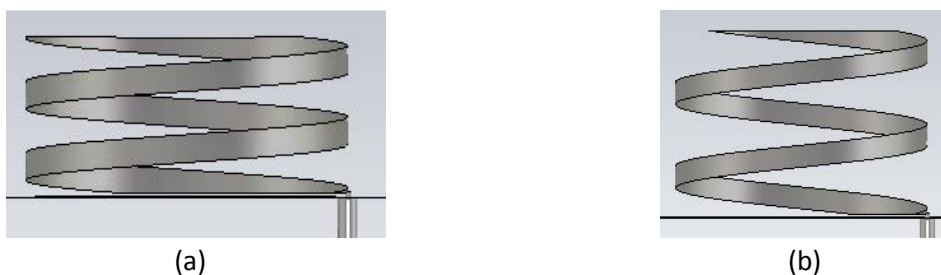
Avec N le nombre de spires,  $\alpha$  l'angle d'enroulement et D le diamètre de l'hélice.

La hauteur de l'antenne en fonction de l'angle d'enroulement ( $\alpha$ ) est présentée dans le tableau suivant.

$\alpha$	4°	6°	8°
Hauteur antenne hélice	7mm	10,5mm	14,3mm

**Tableau 4 Hauteur de l'antenne hélice en fonction de l'angle d'enroulement pour N=2**

D'après le Tableau 4, on remarque qu'un angle d'enroulement de 8° n'est pas satisfaisant, car la hauteur d'antenne est de 14,3mm ce qui est supérieur à la valeur théorique de la hauteur de cavité. Un angle d'enroulement de 7° permet d'avoir une hauteur de  $0,24\lambda$ , qui est plus petite que la hauteur préconisée ( $0,25\lambda$ ). L'écart entre les deux hauteurs étant très faible, cette solution n'est pas retenue. Une étude comparative pour une antenne hélice composée d'un angle d'enroulement  $\alpha = 4^\circ$  et  $\alpha = 6^\circ$  est proposée (Figure 122).



**Figure 122 Antenne hélice,  $\alpha = 4^\circ$  (a) et  $\alpha = 6^\circ$  (b)**

La Figure 123 présente la comparaison des résultats de simulation des deux antennes après optimisation. Les antennes présentent le même diamètre (16,2mm), une largeur de brin de 2mm, le même nombre de tours (2,2), un diamètre du plan de masse de 50mm et le même écart entre le plan de masse et l'hélice (0,2mm).

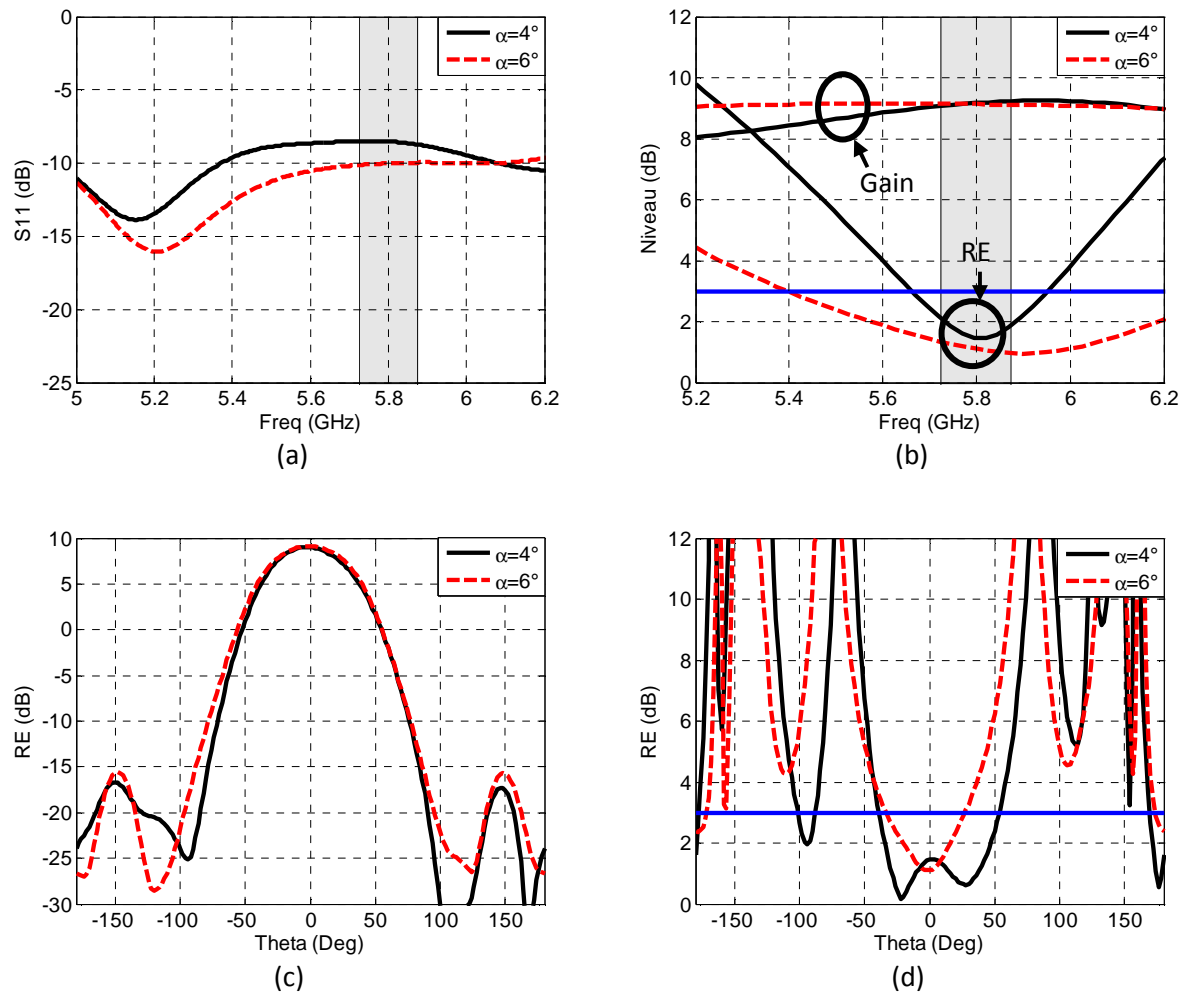


Figure 123 Comparaison de l'antenne hélice pour  $\alpha=4^\circ$  et  $\alpha=6^\circ$ ,  $S_{11}$  (a), Gain RHCP et RE en fonction de la fréquence (b), diagramme de rayonnement à  $f=5,8$ GHz en gain (c), diagramme de rayonnement du RE à  $f=5,8$ GHz en RE (d)

Pour l'antenne avec  $\alpha=4^\circ$ , une bonne adaptation est compliquée à obtenir. Afin de pallier ce problème, une solution envisageable consiste à surélever l'antenne du plan de masse, mais cette technique nous fait perdre le bénéfice de l'antenne compacte. Sur la Figure 123 (b), la comparaison du gain RHCP et du RE met en avant l'avantage d'utiliser un angle d'enroulement de  $6^\circ$ . En effet, l'antenne hélice compacte réalisée avec  $\alpha=6^\circ$  présente une bande passante en RE de 17%, alors que pour  $\alpha=4^\circ$ , l'antenne présente une bande passante de 4%. La comparaison des diagrammes de rayonnement ne montre pas de différences majeures entre les deux configurations. Le diagramme de rayonnement (RE) pour  $\alpha=4^\circ$  présente une ouverture angulaire à 3dB plus large que pour  $\alpha=6^\circ$ .

Nous proposons d'utiliser l'antenne hélice avec  $\alpha=6^\circ$  car elle permet d'obtenir une large bande du rapport d'ellipticité tout en étant compacte. L'antenne présente les dimensions suivantes : un diamètre de 16,2mm, un nombre de tours de 2,2, un angle d'enroulement de  $6^\circ$ , une largeur de brin de 2mm et une hauteur totale de 10,7mm.

Les performances de l'antenne sont visibles sur la Figure 120. Afin de compléter ces résultats, le diagramme de rayonnement de l'antenne en gain et en rapport d'ellipticité dans la bande de fréquence ETC sont présentés (Figure 124).

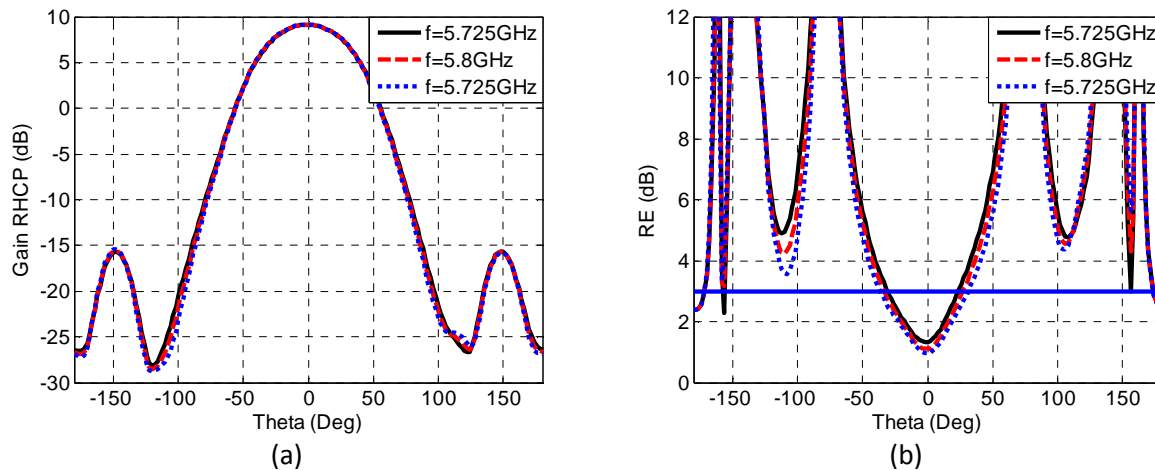


Figure 124 Diagramme de rayonnement de l'antenne hélice  $\alpha=6^\circ$ , (a) Gain RHCP et (b) RE

Nous observons un gain de l'ordre de 9dB et un RE inférieure à 2dB dans la bande de fréquence 5,725-5,875GHz.

Dans la suite de l'étude, il est présenté les différentes couches réflectrices de la cavité FP, c'est-à-dire la SSR et le CMA.

### 3. Caractérisation de la SSR

La technologie de conception sur circuit imprimé est conservée pour réaliser la couche SSR de type grille métallique. Il est rappelé que la grille est définie par sa période  $a$  et sa largeur de piste  $d$  (cf. Figure 76). Le taux de remplissage de la SSR est défini par  $\tau = \frac{d}{a}$ . La SSR est réalisée sur un substrat diélectrique de permittivité  $\epsilon_r=2,2$  et des pertes  $\text{tg}\delta=0,0009$  (Rogers 5880).

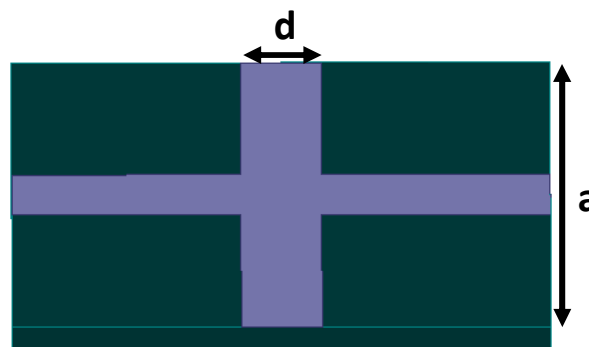


Figure 125 Géométrie de la SSR de type grille métallique sur substrat

Dans le chapitre précédent, il a été démontré qu'une trop forte réflectivité de la SSR entraîne une perte de la polarisation circulaire. Afin de conserver la polarisation circulaire, il est utilisé la SSR développée dans le chapitre 3. La SSR présente une réflectivité de 28% pour une période  $a=14\text{mm}$  et une largeur de piste  $d=0,5\text{mm}$  réalisée sur une épaisseur du substrat de 0,8mm. La variation de la réflectivité et de la phase de son coefficient de réflexion en fonction de la fréquence sont rappelées sur la Figure 126.

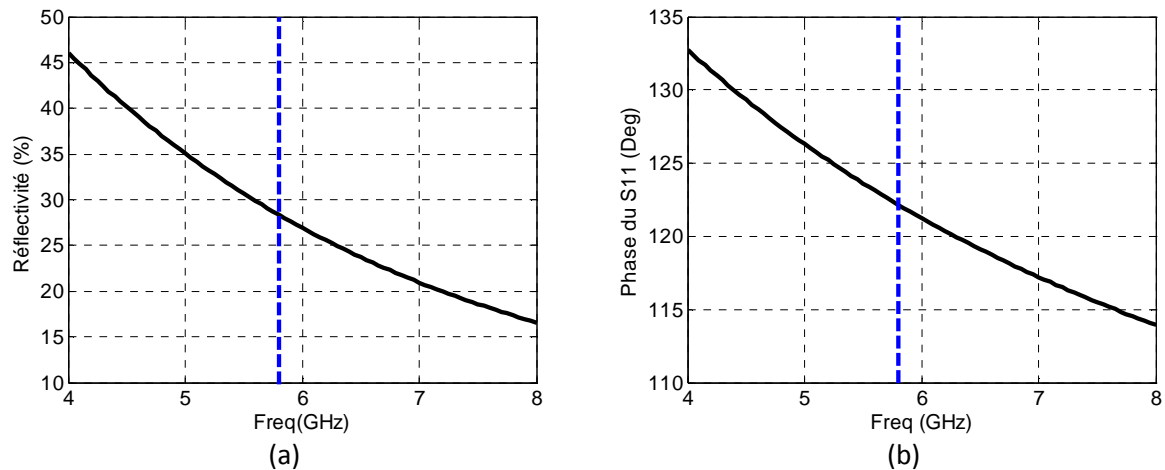


Figure 126 Réflectivité (a) et phase du coefficient de réflexion (b) de la grille métallique imprimée

La couche supérieure de la cavité FP est définie, il reste à développer la couche inférieure caractérisée par la CMA.

#### 4. Caractérisation de la couche CMA

Pour le bon fonctionnement de la cavité FP, la surface CMA doit présenter une phase du coefficient de réflexion nulle à la fréquence de résonance de la cavité. Un CMA de motifs symétriques a été choisi pour conserver une bonne polarisation circulaire. La forme symétrique permet d'obtenir le même déphasage dans les plans X et Y. Pour la réalisation de la surface CMA, un motif carré est utilisé, celui-ci présente une symétrie dans les plans orthogonaux. Le CMA est défini par sa largeur de patch  $D_{cma}$  et par le paramètre  $g$  qui représente l'écart entre deux patches (Figure 127).

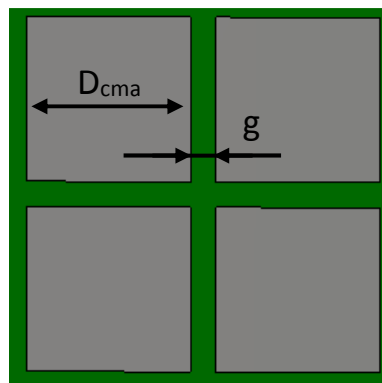


Figure 127 Cellule du CMA

Pour l'étude du CMA, les conditions de Floquet sont appliquées afin de rendre un élément unitaire infiniment périodique dans les plans X et Y. L'élément simulé est illuminé par une onde plane pour déterminer ses paramètres S et notamment la phase de son coefficient de réflexion.

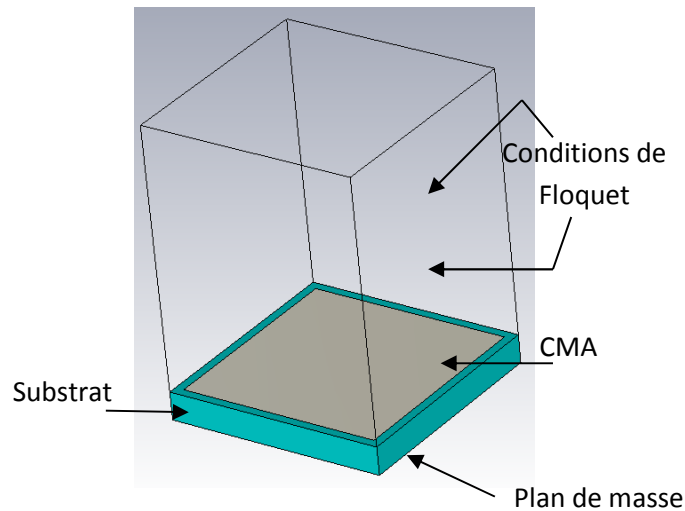


Figure 128 Cellule unitaire de la couche CMA

La surface CMA repose sur un substrat Rogers 5880 d'épaisseur 2,54mm, de permittivité 2,2 et de  $\text{tg}\delta=0,0009$ . Une étude paramétrique est réalisée sur  $D_{\text{cma}}$  et  $g$  pour déterminer les dimensions adéquates du CMA. Pour simplifier l'étude, il est proposé d'utiliser  $\beta = \frac{g}{D_{\text{cma}}}$  qui correspond au rapport entre l'écart des patches et la largeur de ceux-ci, il est exprimé en pourcentage. La Figure 129 (a) présente l'évolution de la phase du coefficient de réflexion à 5,8GHz en fonction de la largeur du patch pour différentes valeurs de  $\beta$  comprises entre 6% et 30%. D'après cette figure, il existe une solution où la phase du coefficient de réflexion est nulle pour chaque  $\beta$  avec une valeur de  $D_{\text{cma}}$  associée. Par exemple, pour  $\beta = 10\%$  il faut que  $D_{\text{cma}}$  soit égal à  $0,19\lambda$ . Pour différencier chacune des solutions, nous présentons l'évolution de la phase en fonction de la fréquence pour les différents couples de valeurs (Figure 129(b)).

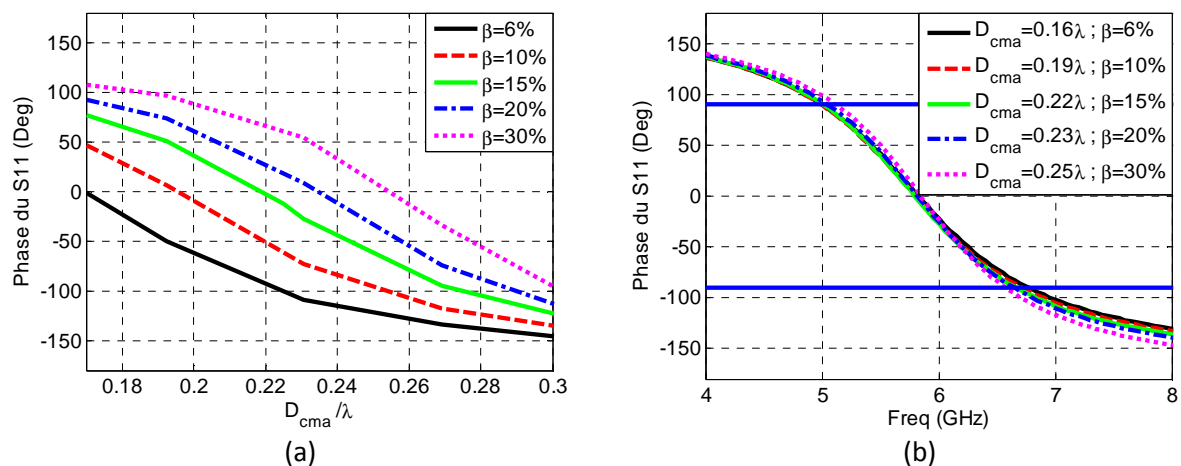


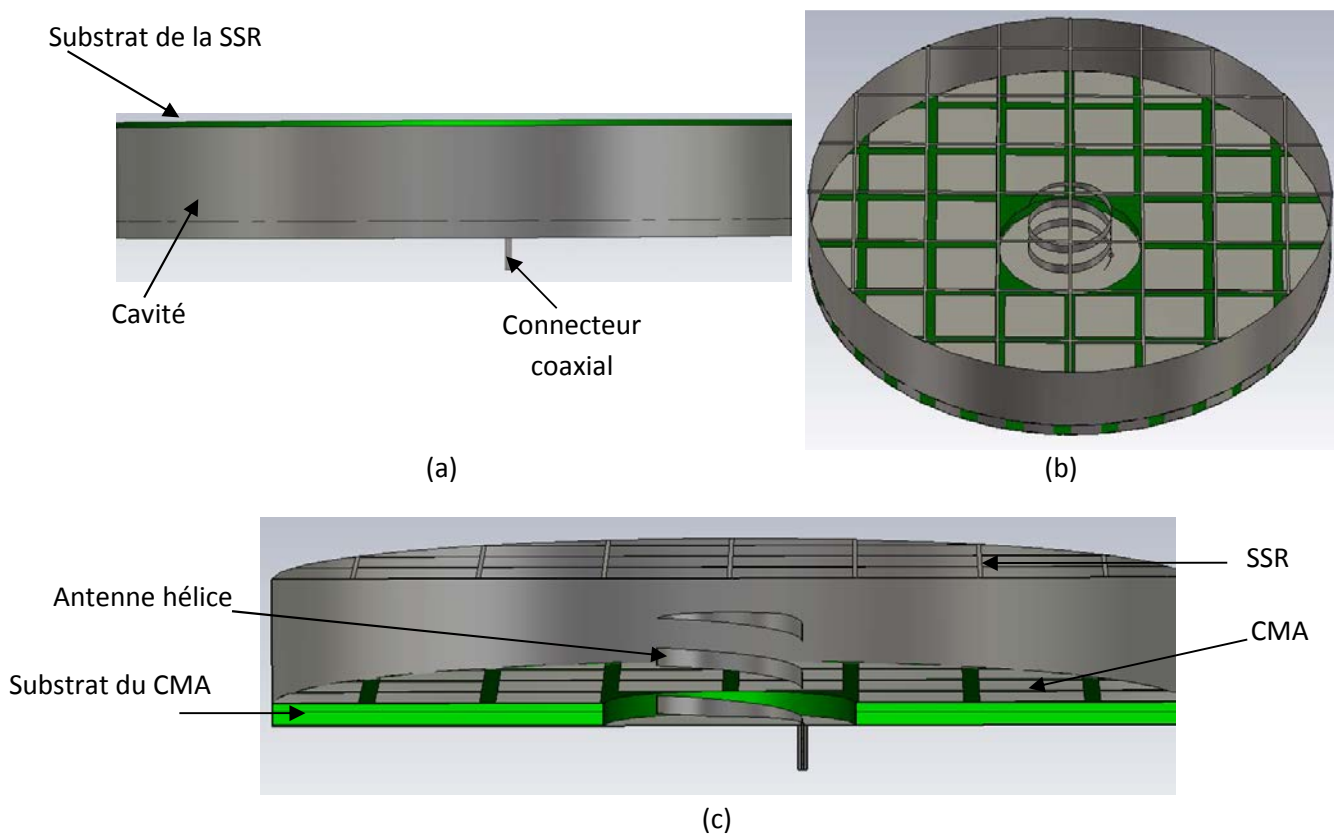
Figure 129 Phase du S11 en fonction de  $D_{\text{cma}}$  pour différents  $\beta$  à 5.8GHz (a), phase du S11 pour les différents couples de  $D_{\text{cma}}$  et  $\beta$  en fonction de la fréquence (b)

Les différentes solutions présentent le même comportement en fonction de la fréquence et la même bande passante. Néanmoins, nous pouvons relever que la courbe représentant  $\beta=30\%$  a une pente plus raide donc une bande passante légèrement plus faible. Ces différents couples de solutions ( $D_{\text{cma}}, \beta$ ) seront appliqués à la cavité FP.

## V. Cavité FP avec CMA et excité par une antenne hélice compacte

### 1. Introduction et géométrie de l'antenne

Dans cette partie, nous proposons de valider le fonctionnement de la cavité FP avec CMA et l'antenne hélice compacte comme source à polarisation circulaire. Chaque élément constituant le système antennaire ayant été défini dans les études précédentes, ils sont donc associés entre eux pour former l'antenne finale présentée sur la Figure 130.



**Figure 130 Plan de la cavité FP avec CMA et antenne hélice compacte : vue de profil (a), vue en perspective (b) et vue en coupe (c)**

La présence du substrat de la SSR ne permet pas de visualiser correctement les éléments de l'antenne, cette surface est donc masquée pour une meilleure visibilité. La Figure 130 (b) présente l'antenne en perspective et la Figure 130 (c) est une vue de profil au centre de la cavité. On peut remarquer que, pour l'intégration de l'antenne hélice dans la cavité, la couche de CMA a dû être évidée en son centre. De plus, cette surface est tronquée pour obtenir une forme cylindrique avec un rayon égale à  $\lambda$  pour être intégrée dans le fond de la cavité. Le CMA est présenté sur la Figure 131.

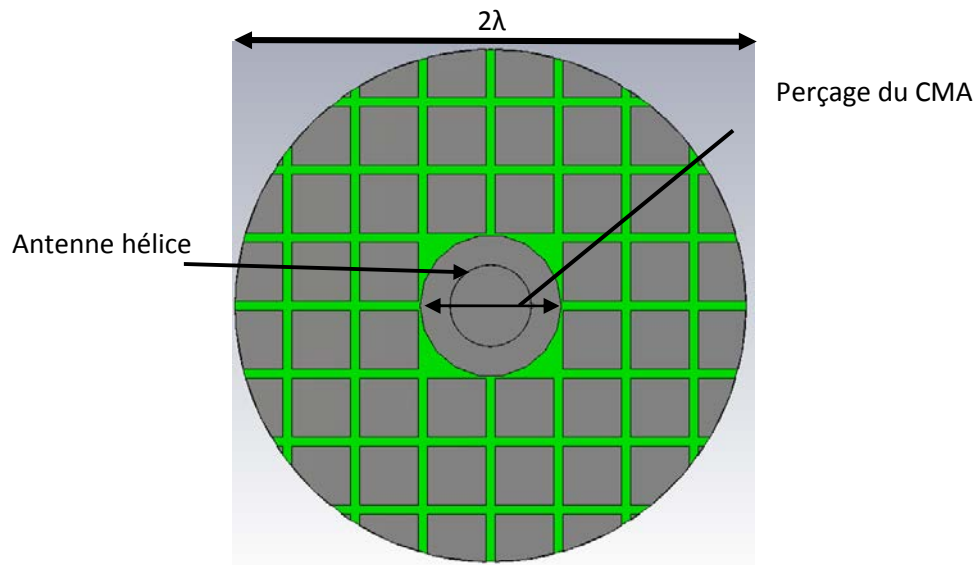
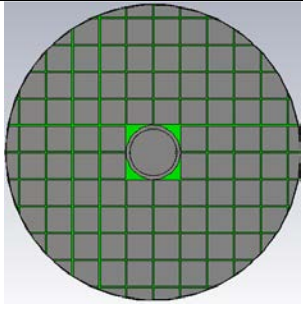
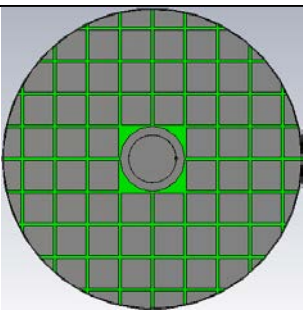


Figure 131 CMA tronque en forme cylindrique

La surface CMA est donc soumise à deux contraintes : l'une porte sur sa dimension finie d'un diamètre de  $2\lambda$  imposée par la taille de la cavité, la seconde concerne l'extraction d'un morceau de substrat au centre de la plaque pour insérer l'antenne hélice. Ces différentes dimensions du CMA permettent d'obtenir une phase du coefficient de réflexion nulle à la fréquence de 5,8GHz. Ces solutions sont présentées dans le tableau suivant.

$D_{CMA}=0,16\lambda$ et $\beta =6\%$	
$D_{CMA}=0,19\lambda$ et $\beta =10\%$	

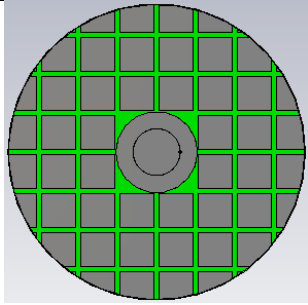
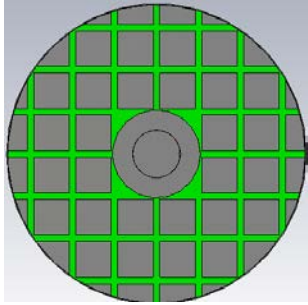
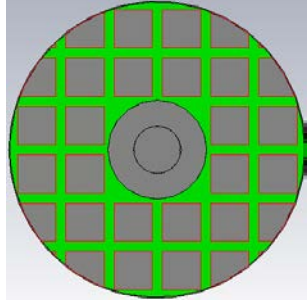
$D_{CMA}=0,22\lambda$ et $\beta=15\%$	
$D_{CMA}=0,23\lambda$ et $\beta=20\%$	
$D_{CMA}=0,25\lambda$ et $\beta=30\%$	

Tableau 5 Géométrie des différentes solutions du CMA dans la cavité

Selon la valeur de  $\beta$  utilisé, le CMA ne va pas être composé du même nombre de motifs. Plus le rapport  $\beta$  augmente moins la surface comporte d'éléments. Nous pouvons faire l'hypothèse que la faible présence d'éléments modifie le comportement de CMA et engendre une modification de la phase du coefficient de réflexion. Pour vérifier ce raisonnement, il est possible d'étudier la surface finie en onde plane pour déterminer la phase du coefficient de réflexion. La méthode consiste à récupérer le déphasage induit par le CMA à une distance donnée et de réaliser la même opération avec une surface PEC. Le déphasage d'un PEC étant connue ( $180^\circ$ ), il nous reste à réaliser la différence entre les deux déphasages pour s'affranchir de la distance et récupérer le déphasage induit par le CMA. Cette méthode est appliquée à chaque solution présentée dans le tableau 6. La phase du coefficient de réflexion obtenue pour chaque rapport de  $\beta$  est présentée sur la Figure 132.



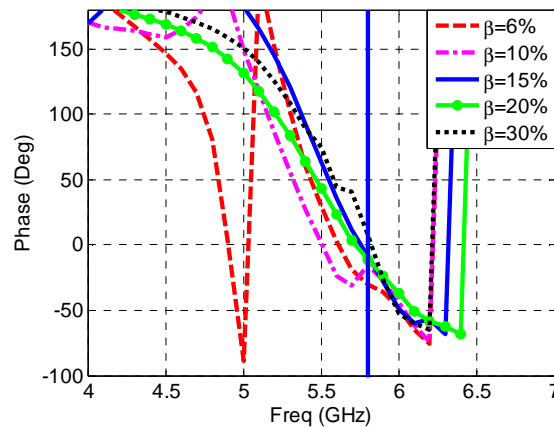


Figure 132 Phase du S11 pour chaque solution

On remarque que l'hypothèse avancée n'est pas correcte. Effectivement, les deux configurations comportant le plus de motifs carrés  $\beta=6\%$  et  $\beta=10\%$ , présentent respectivement un déphasage nul aux fréquences de 5,3GHz et 5,6GHz, soit un décalage de plus de 200MHz. Les autres solutions présentent une phase du coefficient de réflexion proche de  $0^\circ \pm 5^\circ$ . Pour la suite de l'étude, les trois solutions qui permettent un déphasage proche de  $0^\circ$ , pour  $\beta=15\%$ ,  $\beta=20\%$  et  $\beta=30\%$  sont conservées.

## 2. Optimisation du CMA dans la cavité FP

Les trois solutions du CMA retenues sont étudiées au sein de la cavité FP en présence de la source. L'étude consiste à déterminer quelles géométries du CMA est la plus adaptée à notre configuration. Une comparaison des trois solutions est menée sur le gain et le rapport d'ellipticité en fonction de la fréquence (Figure 133). Chaque solution présentée est optimisée, c'est-à-dire que la hauteur de la cavité et le diamètre du perçage du CMA pour placer l'antenne hélice ont bénéficié d'une étude paramétrique préalable.

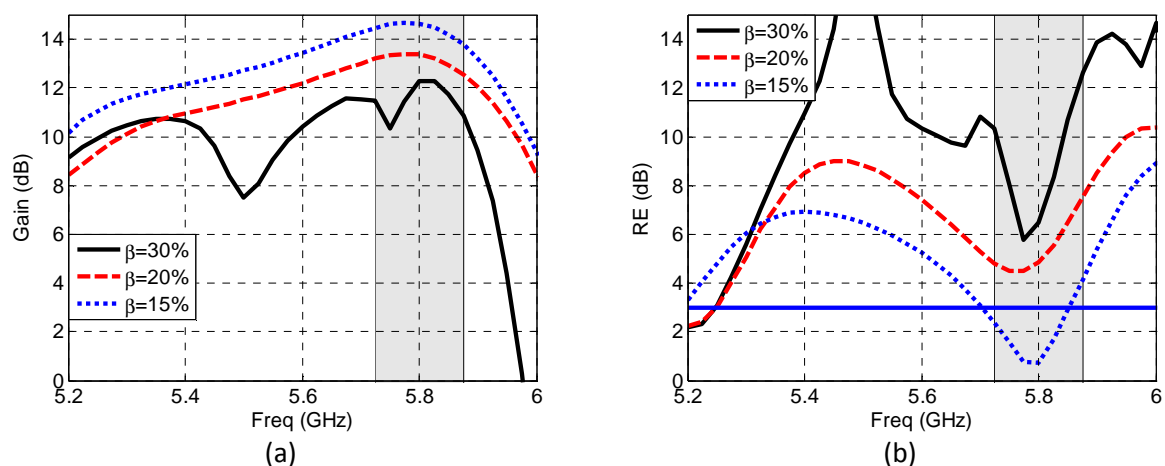


Figure 133 Performances de la cavité FP pour différents CMA : Gain RHCP (a) et Rapport d'ellipticité (b)

Les résultats de simulation mettent en avant une solution particulière. Le CMA composé de motifs avec un rapport  $\beta=15\%$  présente les meilleures performances à 5,8GHz. Le gain maximal est de

14,6dB, avec un gain moyen dans la bande de fréquence ETC de 14,4dB. Le rapport d'ellipticité est lui de 0,8dB à 5,8GHz, avec RE inférieur à 4dB dans toute la bande de fréquence. Un RE de 4dB reste acceptable pour l'application visée. Ces résultats sont obtenus pour  $\beta=15\%$ . Lorsque le rapport  $\beta$  augmente, les performances de la cavité FP avec CMA se dégradent. Pour  $\beta=20\%$ , le gain maximal atteint est de 13,4dB soit 1,2dB de moins que le cas optimal. Dans cette configuration ( $\beta=20\%$ ), le rapport d'ellipticité est supérieur à la valeur de 4,2dB et la polarisation circulaire est dégradée dans toute la bande ETC. La dernière solution de CMA dans la cavité FP ( $\beta=30\%$ ) présente les performances les moins bonnes des trois cas étudiés avec un gain maximal de 12,2dB et la perte de la polarisation circulaire avec RE supérieur à 6dB dans la bande de fréquence ETC.

Cette étude a permis de mettre en avant le CMA optimal ( $\beta=15\%$ ) pour son utilisation dans la cavité FP avec une antenne hélice compacte comme source à polarisation circulaire. Les résultats obtenus sont également le fruit d'une étude paramétrique réalisée sur la hauteur de la cavité et du diamètre du perçage pour placer l'antenne hélice à travers le substrat du CMA. Tous ces paramètres géométriques sont présentés dans la partie suivante ainsi que les performances de l'antenne obtenue.

### 3. Cavité FP avec CMA et antenne hélice optimale

La partie précédente a permis de concevoir une solution optimale pour la cavité FP avec CMA. Le CMA présente un rapport  $\beta=15\%$ , une largeur de patch de  $D_{CMA}=0,22\lambda=11,34\text{mm}$  à 5,8GHz et le substrat est de type Rogers 5880 et d'épaisseur 2,54mm. La cavité est définie par un diamètre de  $2\lambda$  (104mm) et une hauteur  $H=14\text{mm}$ . Pour rappel, la SSR de type grille métallique présente une période de  $a=14\text{mm}$  et une largeur de piste  $d=0,5\text{mm}$  sur un substrat Rogers 5880 d'épaisseur 0,8mm. L'antenne hélice compacte repose au centre de la cavité à l'endroit où le substrat est évidé sur un diamètre de 28,2mm. Les performances de l'antenne sont présentées ci-dessous.

#### a) Coefficient de réflexion

Le module du coefficient de réflexion simulé de l'antenne est présenté sur la Figure 134.

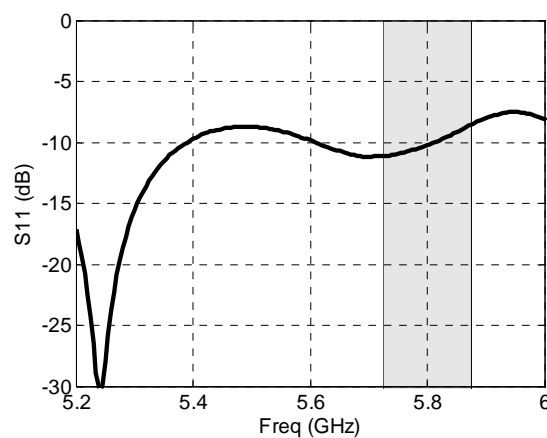


Figure 134 Module du coefficient de réflexion de l'antenne

L'antenne n'est pas adaptée sur la totalité de la bande ETC. Au-delà de 5,8GHz le module du coefficient de réflexion devient supérieur à -10dB, pour atteindre -9dB en fin de bande. Néanmoins, cela reste acceptable pour valider son adaptation dans la bande ETC.

### b) Diagrammes de rayonnement

Le diagramme de rayonnement de l'antenne est présenté sur la Figure 135 pour différentes fréquences de la bande ETC (5,725GHz-5,8GHz-5.8725GHz).

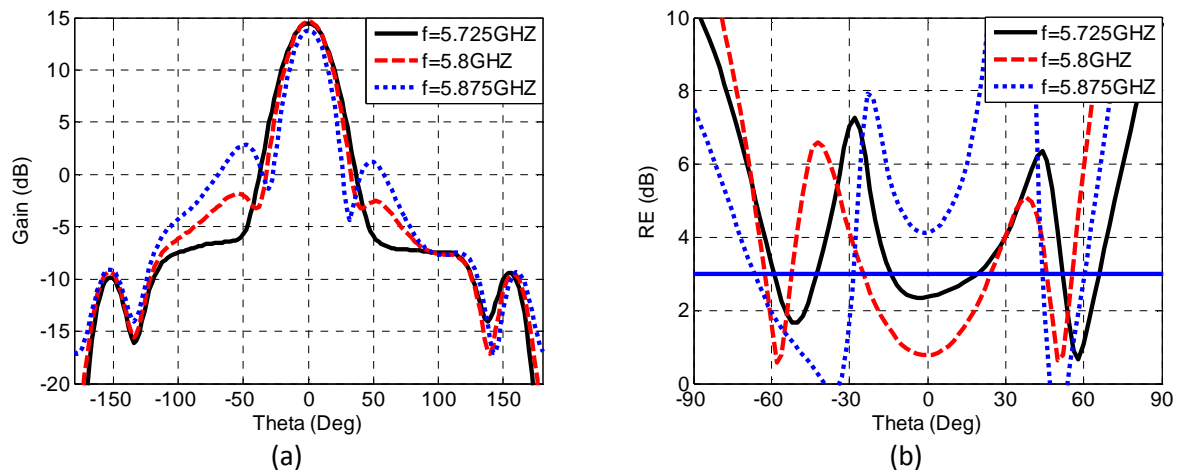


Figure 135 Diagramme de rayonnement : Gain RHCP (a) et RE (b)

Sur la Figure 135 (a), les diagrammes de rayonnement à f=5,725GHz et f=5,8GHz présentent une ouverture à mi-puissance de 31° et à f=5,875GHz une ouverture de 36°. Le niveau des lobes secondaires est compris entre 20dB à 5,725GHz et 12dB à 5,875GHz (fin de la bande ETC). Le rapport d'ellipticité est optimal à la fréquence de résonance de la cavité FP avec niveau de 0,7dB et une ouverture de 50°. A f=5,25GHz, le RE est de 2,3dB avec une ouverture de 34°.

### c) Performances en fonction de la fréquence

La Figure 136 présente le gain RHCP et le rapport d'ellipticité en fonction de la fréquence dans la direction axiale de l'antenne.

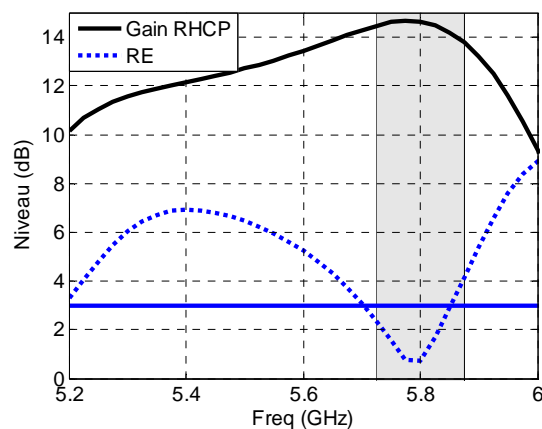


Figure 136 Gain RHCP et RE en fonction de la fréquence de l'antenne FP avec CMA

D'après la courbe du gain RHCP, la condition de résonance de la FP est bien respectée puisque l'on obtient le maximum de gain à la fréquence de 5,8GHz avec une valeur de 14,7dB. Le gain présente une variation maximale de 1dB dans la bande ETC avec une valeur minimale de 13,7dB en fin de bande. Le RE est minimal à 5,8GHz avec une valeur 0,7dB. Cependant, le rapport d'ellipticité présente une forte variation dans la bande ETC. La polarisation circulaire est dégradée à partir de 5,855GHz où  $RE > 3\text{dB}$ . L'ajout de la couche CMA au sein de la cavité FP permet de réduire les dimensions de la cavité FP mais apporte une dégradation du RE en fin de bande, qui reste acceptable pour l'application.

Cette solution permet de répondre au cahier des charges avec une ouverture à mi-puissance de  $31^\circ$  dans la bande de fréquence ETC et une polarisation circulaire. Afin de valider le fonctionnement de la structure antennaire nous procédons à la réalisation d'un prototype et à la mesure de celui-ci.

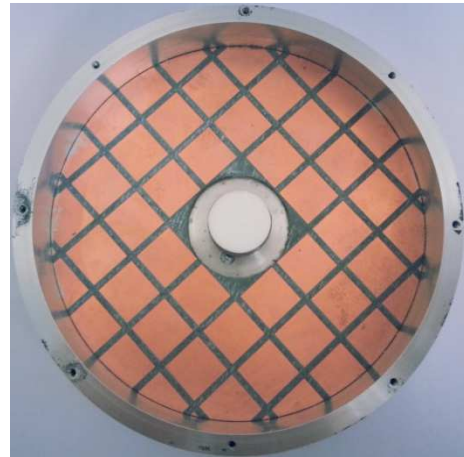
## VI. Conception et mesure

### 1. Illustration du prototype

Afin de valider les résultats obtenus en simulation, la cavité FP avec CMA et l'antenne hélice compacte comme source de polarisation circulaire ont été réalisés. Les surfaces SSR et CMA ont été réalisées respectivement sur un substrat Rogers 5880 d'épaisseur 0,8mm et 2,54mm. La cavité est réalisée en aluminium. Le contact électrique entre l'AMC et la cavité est assuré par de la colle d'argent. L'antenne hélice compacte est réalisée sur un substrat souple qui est enroulé manuellement autour d'une mousse Rohacell. L'antenne est présentée sur la Figure 137.



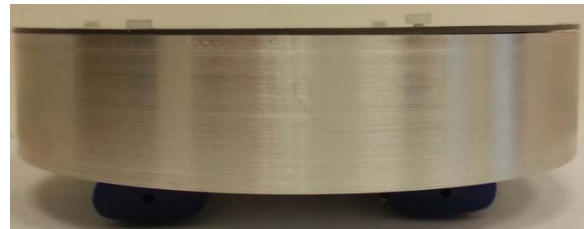
(a)



(b)



(c)



(d)

**Figure 137 Illustration du prototype, FSS (a), CMA (b), vue de dessus (c), vue de profil (d)**

La Figure 137 (a) présente la SSR imprimé sur le substrat. Un anneau métallique a été ajouté à la réalisation pour assurer le contact électrique en la SSR et la cavité. La Figure 137 (b) présente la vue dessus de la cavité sans la SSR, cela permet de visualiser le CMA au fond de la cavité et le placement de l'antenne hélice. La Figure 137 (c) présente une vue de dessus avec la présence de la SSR, un système de visserie en nylon est utilisé pour assurer le maintien mécanique de la structure. Enfin, la Figure 137 (d) présente la structure antennaire avec une vue de côté.

Les mesures de l'antenne ont été réalisées au sein du laboratoire de l'IETR dans la base champ proche (SATIMO SG32).

## 2. Mesure du prototype

- Adaptation de l'antenne

L'adaptation de l'antenne est présentée sur la Figure 138.

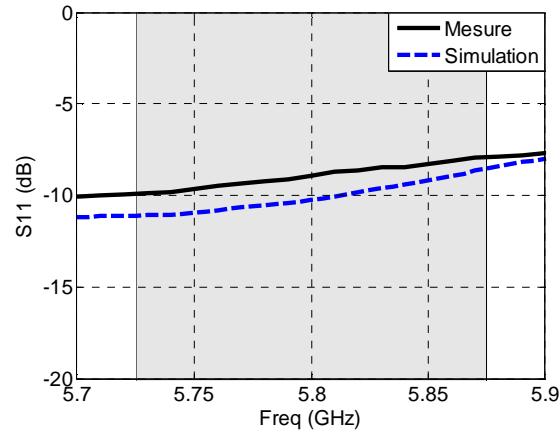


Figure 138 Module du coefficient de réflexion de l'antenne en mesuré et simulé

Nous constatons que l'antenne n'est pas adaptée de façon optimale dans la bande de fréquence ETC. En effet, le module du coefficient de réflexion est compris entre -10dB et -8dB. Une meilleure adaptation n'a pu être obtenue. La réalisation manuelle de l'antenne peut être une explication à la désadaptation de celle-ci.

- Performances en fonction de la fréquence

Bien que l'antenne ne soit pas correctement adaptée, celle-ci est quand même mesurée dans la base champ proche. La Figure 139 présente la comparaison entre la mesure et la simulation du gain RHCP et du RE en fonction de la fréquence.

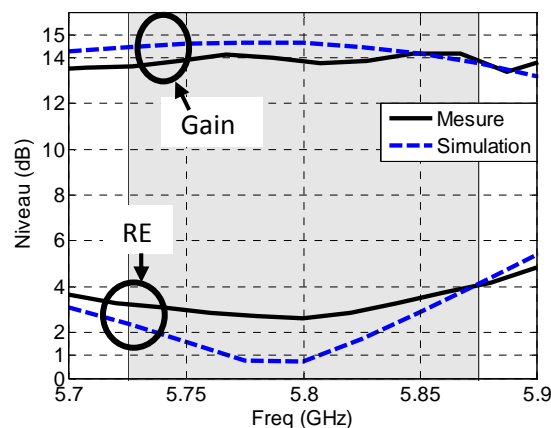


Figure 139 Performances en fonction de la fréquence de l'antenne simulée et mesurée

La courbe de gain en fonction de la fréquence correspond aux attentes avec une valeur moyenne de 14dB. Le rapport d'ellipticité mesuré en fonction de la fréquence concorde à la simulation avec un écart en milieu de bande de 1,3dB.

### • Diagrammes de rayonnement

Les Figure 140(a) et Figure 140(b) présentent une comparaison des diagrammes de rayonnement en gain et en RE entre la mesure et la simulation à 5,8GHz. Les Figure 140(c) et Figure 140(d) présentent les diagrammes de rayonnement mesurés en gain et en RE pour trois fréquences de la bande ETC.

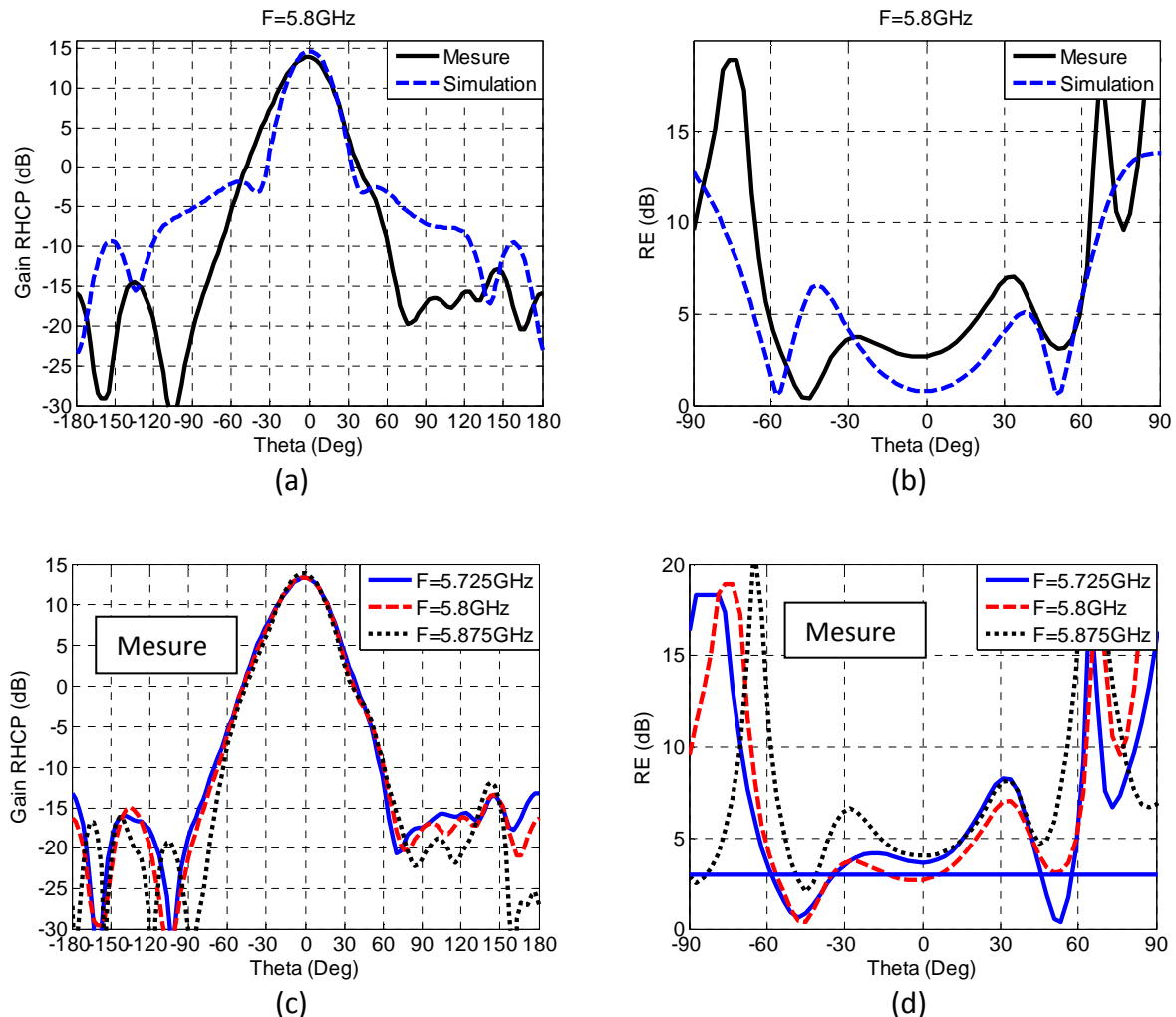


Figure 140 Diagrammes de rayonnement en gain RHCP et en RE, comparaison entre simulation et mesure (a) et (b), mesure pour trois fréquences (c) et (d)

La comparaison entre la mesure et la simulation laisse apparaître des différences. Sur le rayonnement en gain, la mesure présente un lobe principal plus large pour une ouverture à mi-puissance de  $35^\circ$  soit une différence de  $4^\circ$  avec la simulation. Le diagramme de rayonnement mesuré du rapport d'ellipticité présente une allure semblable à celui de la simulation mais avec des niveaux de valeurs différents. Ceci est principalement dû à la complexité de réalisation de l'antenne hélice avec un angle d'enroulement de  $6^\circ$ . Cependant, les diagrammes de rayonnement en gain et en RE sont quasiment constants quelle que soit la fréquence dans bande ETC.

### VII. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la démarche effectuée pour concevoir un système antenne à cavité FP avec CMA nécessitant une antenne hélice courte comme source à polarisation circulaire. L'utilisation d'une surface CMA permet de réduire la hauteur d'une cavité FP par un rapport deux.

Dans un premier temps, ce changement de hauteur nous oblige à redimensionner une antenne hélice avec une hauteur inférieure à  $0,25\lambda$ . Or, l'utilisation des formules classiques pour le dimensionnement de l'antenne hélice ne permet pas de générer une onde à polarisation circulaire pour une hauteur inférieure à  $0,25\lambda$ . Afin de réduire la hauteur de l'antenne hélice tout en conservant la polarisation circulaire, l'angle d'enroulement a été réduit. Cette méthode permet d'obtenir une antenne hélice avec une hauteur de  $0,2\lambda$ .

Dans un second temps, la surface CMA formée par un réseau de patches carré a été définie. Il a été démontré que différents dimensionnements de CMA sont possibles pour obtenir une phase du coefficient de réflexion nulle. Dans notre étude, une seule configuration permet d'obtenir des performances optimales visées dans le cahier des charges. L'antenne finale : une hauteur de cavité de  $0,3\lambda$  et un diamètre de cavité de  $2\lambda$ . Le système permet d'obtenir un gain maximal de 14,7dB à la fréquence de résonance, un rapport d'ellipticité de 0,7dB et une ouverture à mi-puissance de  $31^\circ$ . Ces performances respectent l'objectif du cahier des charges du projet SPINNAKER.

Pour finir, un prototype du système antenne a été réalisé et mesuré au sein du laboratoire de l'IETR. Les résultats de mesure concordent avec la simulation. Pour le bon fonctionnement de l'antenne, il est important d'assurer le contact électrique entre le CMA et la paroi de la cavité. Cependant, l'antenne hélice nécessite une meilleure qualité de réalisation afin de présenter un bon rapport d'ellipticité.



## Références

- [1] F. Grange, "Matériaux composites pour antennes miniature intégrée," Thèse de doctorat, Université de Rennes 1, France, 2010.
- [2] D. Sievenpiper, L. Zhang, and E. Yablonovitch, "High-impedance electromagnetic ground planes," in IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 1999, vol. 4, pp. 1529–1532.
- [3] G. Goussetis, A. P. Feresidis, and J. C. Vardaxoglou, "Tailoring the CMA and EBG Characteristics of Periodic Metallic Arrays Printed on Grounded Dielectric Substrate," IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 54, no. 1, pp. 82–89, Jan. 2006.
- [4] S. Wang, A. P. Feresidis, G. Goussetis, and J. C. Vardaxoglou, "Artificial magnetic conductors for low-profile resonant cavity antennas," in Antennas and Propagation Society International Symposium, 2004. IEEE, 2004, vol. 2, pp. 1423–1426.
- [5] A. P. Feresidis, G. Goussetis, Shenhong Wang, and J. C. Vardaxoglou, "Artificial magnetic conductor surfaces and their application to low-profile high-gain planar antennas," IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 53, no. 1, pp. 209–215, Jan. 2005.
- [6] J. D. Kraus, "The Helical Antenna," Proc. IRE, vol. 37, no. 3, pp. 263–272, Mar. 1949.
- [7] J. D. Kraus, "Helical beam antennas for wide-band applications," Proc. IRE, vol. 36, no. 10, pp. 1236–1242, 1948.
- [8] H. Nakano, H. Takeda, T. Honma, H. Mimaki, and J. Yamauchi, "Extremely low-profile helix radiating a circularly polarized wave," IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 39, no. 6, pp. 754–757, Jun. 1991.
- [9] Z.-H. Wu and E. K. N. Yung, "Short helical antenna with extremely small pitch angle," Microw. Opt. Technol. Lett., vol. 49, no. 1, pp. 17–19, Jan. 2007.





# Conclusion générale et perspectives

Dans ce manuscrit de thèse, nous avons présenté différentes solutions antennaires répondant aux différents besoins de Tagsys RFID à travers le projet SPINNAKER dont l'objectif est de développer une nouvelle génération d'antennes pour les lecteurs RFID fixes. La solution antenne doit répondre aux quatre points suivant : une directivité élevée avec une ouverture angulaire proche de  $30^\circ$  permettant de réduire les zones de lecture, une polarisation circulaire pour s'affranchir de l'orientation des tags, un gain élevé (16dB) pour réduire les contraintes sur l'électronique d'amplification et améliorer le taux de lecture et une hauteur d'antenne inférieure à 50cm pour faciliter son intégration dans les faux plafonds. L'antenne doit être fonctionnelle dans la bande UHF (860-960MHz) ou ETC (5,725-5,875GHz). C'est dans cette optique que nous avons développé trois solutions antennaires différentes.

Un état de l'art sur les antennes utilisées pour les lecteurs RFID a été présenté dans le chapitre 1 afin d'identifier les techniques proposées dans la littérature pouvant répondre aux cahiers des charges. Les résultats ont montré que l'association d'une antenne hélice dans une cavité ouverte ou de type cavité Fabry-Pérot améliore considérablement la directivité de ces antennes. Nous avons alors utilisé ces techniques avec une antenne hélice compacte en privilégiant deux points critiques non traités dans l'état de l'art à savoir : la taille réduite principalement en hauteur et la polarisation circulaire.

Dans le chapitre 2, nous proposons la conception d'une antenne hélice en cavité ouverte de hauteur 30cm (soit  $0,9\lambda$  et quatre spires) couvrant la bande de fréquence RFID en polarisation circulaire. L'antenne seule présente un gain de 10,7dB et une ouverture à mi-puissance de  $55^\circ$ . Nous avons utilisé et optimisé des réflecteurs de formes cylindrique et conique pour améliorer les performances de l'antenne. Dans le cas d'un réflecteur cylindrique, la solution optimale présente un diamètre de  $1,96\lambda$  et une hauteur de cylindre de  $0,6\lambda$ . Cette association permet un gain moyen de 13,7dB, une ouverture à mi-puissance de  $34^\circ$  et un RE inférieur à 2dB dans la bande de fréquence. Cette solution est intéressante mais le gain est un peu faible pour répondre au cahier des charges. La seconde solution propose un réflecteur conique défini par un diamètre au sommet de  $2,3\lambda$ . Cette solution permet d'atteindre 16dB de gain, une ouverture de  $28^\circ$  et un RE inférieur à 2dB dans la totalité de la bande de fréquence UHF ou ETC. L'utilisation du cône comme réflecteur permet de répondre entièrement au cahier des charges. Ces deux solutions ont fait l'objet d'une réalisation de prototypes qui ont permis de valider leurs fonctionnements par une série de mesures. Cependant, la hauteur de l'antenne en bande UHF n'est pas optimale pour une intégration dans des endroits sans faux plafonds.

Nous avons alors proposé, dans le chapitre 3, une solution innovante qui permet de diviser par deux la hauteur globale de l'antenne hélice. En effet, l'utilisation d'une antenne hélice comme source à polarisation circulaire pour une cavité Fabry-Pérot n'a, à notre connaissance jamais été réalisée auparavant. Cette technique permet de combiner la capacité d'une cavité FP à produire une directivité élevée pour une faible hauteur ( $\lambda/2$ ) avec la simplicité à générer une onde à polarisation circulaire de l'antenne hélice. La hauteur de l'antenne hélice a dû être réduite à  $0,29\lambda$  afin d'être intégrable dans la cavité FP. Nous avons démontré que la source ne peut être utilisée avec une SSR

très réfléchive, contrairement aux cavités FP classiques. Les très fortes réflexions à l'intérieur de la cavité induisent un courant d'onde stationnaire sur l'antenne hélice qui a pour conséquence la perte de la polarisation circulaire. Pour conserver la qualité de polarisation circulaire, nous utilisons une SSR à faible réflectivité (28%). La structure finale présente un diamètre de  $2\lambda$ , une hauteur de cavité de  $0,45\lambda$ , pour un gain supérieur à 14dB, une ouverture angulaire de  $34^\circ$  et un RE moyen de 2dB dans la bande de fréquence UHF ou ETC. Ces performances permettent de répondre globalement au cahier des charges. Cette solution a été validée par la conception d'un prototype dans la bande ETC et UHF (Annexe3) et a fait l'objet d'un brevet.

Dans la dernière partie, nous avons conservé l'aspect cavité FP avec l'antenne hélice comme source, tout en cherchant à diminuer encore la hauteur de la cavité. Nous avons proposé d'inclure un Conducteur Magnétique Artificiel au fond de la cavité. La particularité de cette surface est un déphasage nul lors de la réflexion d'une onde sur celle-ci. Cette technique est bien connue dans la littérature scientifique par divers exemples, la hauteur de la cavité FP ainsi obtenue est proche de  $\lambda/4$ . Dans notre cas particulier, la diminution de la hauteur de la cavité influe directement sur la hauteur de l'antenne hélice. Une antenne hélice compacte a dû être réalisée. Pour conserver la polarisation circulaire, la réflectivité de la SSR est de 28%. La structure finale présente un diamètre de  $2\lambda$ , une hauteur de  $\lambda/4$ . Les performances obtenues sont un gain de 14dB, une ouverture de  $32^\circ$  et un RE moyen de 2,5dB dans la bande de fréquence ETC. Les performances obtenues correspondent en partie aux besoins du cahier des charges, seul le gain ne le validant pas complètement. Un prototype de l'antenne a été réalisé la mesure de celui-ci a permis de valider le fonctionnement obtenu en simulation.

## Perspectives

Les travaux développés durant cette thèse ouvrent la voie à de nombreuses perspectives.

Concernant la première solution, nous proposons d'associer un réseau circulaire d'antennes hélice et le réflecteur cylindrique pour augmenter les performances en directivité et en bande passante pour le rapport d'ellipticité.

Il est possible d'envisager l'utilisation de ce réseau d'antenne hélice dans la cavité Fabry-Pérot. Cette association pourrait améliorer la qualité de polarisation circulaire et permettre l'utilisation d'une SSR plus réfléchive afin d'augmenter la directivité et le rapport d'ellipticité. Pour améliorer le travail énoncé sur l'utilisation de la charge sur l'antenne hélice dans la cavité FP, il faudrait optimiser la position de celle-ci ainsi que sa valeur afin de réduire les pertes.

Concernant la dernière solution basée sur la cavité FP avec CMA, un développement en bande UHF est envisagée.





## Annexes





## Annexe A

# Comparaison des chambres de mesure sur un prototype en bande UHF

Cette annexe a pour but de justifier le passage de la bande UHF (860-960MHz) à la bande SHF (5,725-5,875GHz) pour la mesure des systèmes antennaires. En effet, nous avons mentionné que les mesures avaient lieu au sein du laboratoire. Cependant, la base champ proche (SATIMO SG32) utilisée pour la mesure des prototypes présente des écarts de gain importants avec la simulation en bande UHF. Le même prototype a été mesuré dans une chambre anéchoïque de la DGA-MI permettant une grande précision de mesure. Nous présentons ci-dessous la comparaison des résultats de mesures de l'antenne hélice dans la cavité conique (Chapitre 2) effectuées dans les deux chambres anéchoïdes.

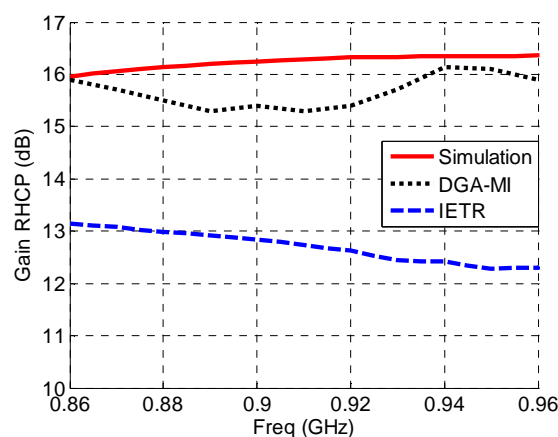


Figure A.1 Comparaison des courbes de gain obtenue dans les différentes chambres de mesure

La mesure effectuée à l'IETR présente un gain plus faible de 3dB par rapport à la simulation sur toute la bande UHF, alors que la mesure réalisée à la DGA-MI présente un écart de gain de 0,8dB au maximum dans la même bande UHF. La différence du niveau de gain entre les deux stations de mesure peut s'expliquer par les limites de la base champ proche. En effet, celle-ci présente une tolérance de  $\pm 0,7$ dB dans la bande 0,8GHz à 1GHz et l'antenne sous test ne doit pas excéder un diamètre de 75cm dans cette même bande. Or, l'antenne mesurée présente un diamètre au sommet de 80cm, ces contraintes expliquent la différence de gain obtenue entre la simulation et la mesure de la base champ proche. Néanmoins, le rayonnement de l'antenne peut être parfaitement déterminé. Pour s'affranchir des erreurs sur la valeur du gain, les mesures sont réalisées dans la bande de fréquence ETC (5,725-5,875GHz) dans la chambre de l'IETR mais également pour des raisons de coût.



## Annexe B

# Antenne hélice dans la cavité conique

### Mesure du prototype pour la bande ETC (5,8GHz)

Un prototype de l'antenne hélice dans la cavité conique optimale a été réalisé à la fréquence de 5,8GHz. L'antenne hélice présente les dimensions suivante : un diamètre de 16,4mm, une hauteur de 45mm ( $N=4$ ) et un angle d'enroulement de  $12,5^\circ$ . Pour le réflecteur, nous avons un rayon de base de 29mm, un rayon au sommet de 60mm et une hauteur de 31mm. Le prototype est présenté ci-dessous (Figure B.1).

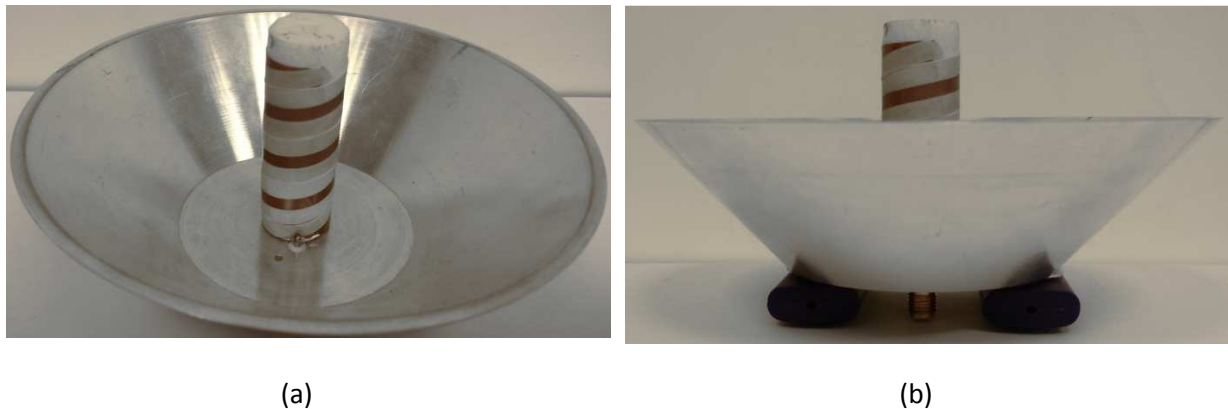


Figure B.1 Photo du prototype, Vue en perspective (a), Vue de profil (b)

L'hélice est réalisée sur un substrat souple qui est enroulé sur une mousse Rohacell. La cavité est conçue en aluminium. Les résultats des mesures fréquentielles sont comparés aux simulations sur la Figure B.2.

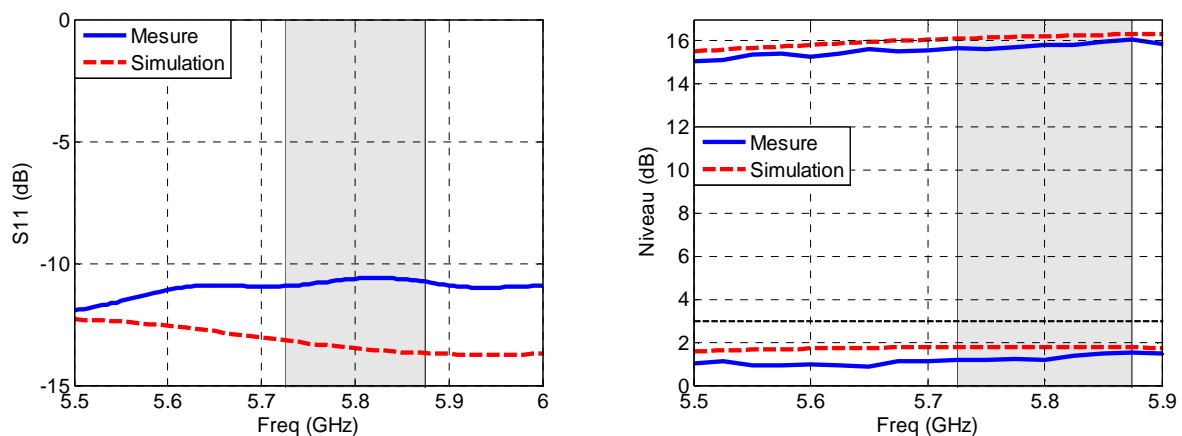


Figure B.2 Performances en fonction de la fréquence

L'antenne est adaptée pour un fonctionnement à 5,8GHz avec un S11 inférieur à -10dB. Le gain et le rapport d'ellipticité correspondent aux simulations, avec un gain de 16dB et un RE de 1,5dB dans la bande de fréquence ETC.

Les figures B.3(a) et B.3(b) présentent la comparaison entre la simulation et la mesure, pour le diagramme de rayonnement en gain RHCP et le rapport d'ellipticité à la fréquence de 910MHz pour ( $\varphi=\theta=0^\circ$ ). Les figures B.3(c) et B.3(d) comparent le diagramme de rayonnement mesuré à différentes fréquences de la bande ETC.

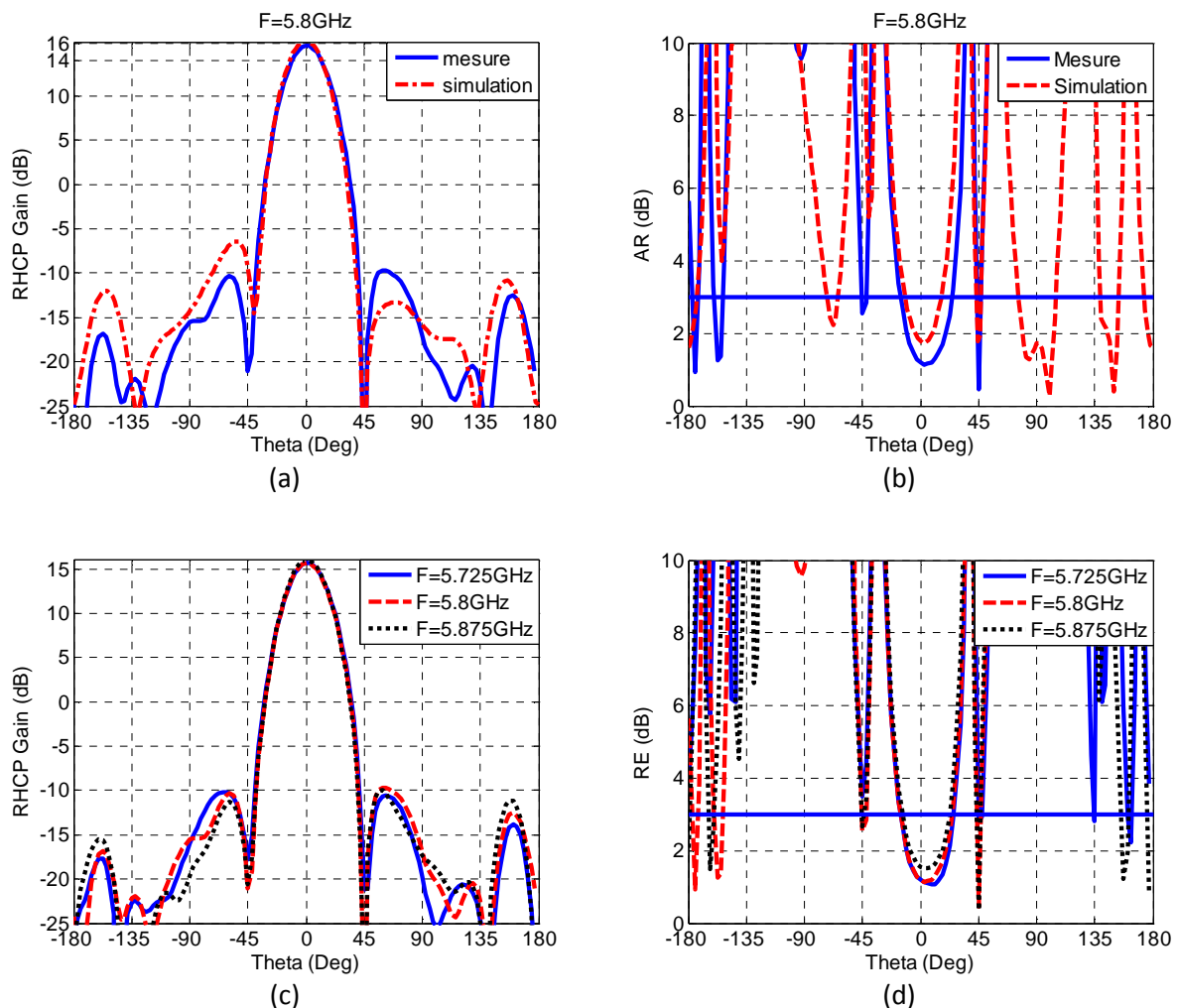


Figure B.3 Comparaison des diagrammes de rayonnement mesurés et simulés en gain (a) et en rapport d'ellipticité (b) à 5,8GHz. Diagrammes de rayonnement mesurés à différentes fréquences en gain (c) et en RE (d).

Dans les deux cas, nous constatons une bonne concordance entre la mesure et la simulation. Le rayonnement présente une ouverture à mi-puissance de  $28^\circ$  et des lobes secondaires à 26dB du lobe principal. Le rayonnement du rapport d'ellipticité correspond à la simulation avec une ouverture légèrement plus faible de  $5^\circ$ .

### Antenne hélice dans la cavité conique pour un fonctionnement à 2,7GHz

Pour les besoins du projet SPINNAKER, il nous a été demandé de réaliser la même antenne pour un fonctionnement à 2,7GHz. L'antenne hélice présente les dimensions suivante : un diamètre de 36mm, une hauteur de 100mm ( $N=4$ ), une largeur de brin de 6.6mm et un angle d'enroulement de  $12,5^\circ$ . Pour le réflecteur conique, nous avons un rayon de base de 61mm, un rayon au sommet de 127mm et une hauteur de 67mm. Les performances obtenues sont celles attendues à savoir, un gain de 16dB, une ouverture à mi-puissance de  $28^\circ$  et un rapport d'ellipticité égal à 1,6dB à 2,7GHz.



## Annexe C

# Mesure de la cavité FP excitée par l'antenne hélice en bande UHF

---

Cette annexe présente la mesure de l'antenne à cavité FP excitée par l'antenne hélice en bande UHF (860-960MHz). Un prototype de l'antenne à cavité FP a été conçu pour les besoins de Tagsys RFID.

La structure antennaire présente les dimensions suivantes : un diamètre de cavité de  $2\lambda$  (695mm) et une hauteur de cavité de 155mm. La SSR est définie par une période  $d=104\text{mm}$  et une largeur de ligne  $a=3,5\text{mm}$ . Les dimensions de l'antenne hélice sont : un diamètre de 110mm, un angle d'enroulement  $\alpha=12,5^\circ$  et une hauteur de 100mm soit un nombre de spire  $N= 1,32$ .

Le prototype est illustré sur la Figure C.1.



Figure C.1 Illustration du prototype, Vue en perspective (a), Vue de dessus (b)

Pour valider le fonctionnement en bande UHF le prototype a été mesuré au sein de l'IETR. Cette mesure ne permet pas de déterminer le gain de l'antenne en bande UHF. En revanche, il est possible de déterminer précisément les diagrammes de rayonnement de l'antenne. Nous avons donc normalisé le gain mesuré et simulé pour faciliter l'interprétation des résultats. Ceux-ci sont présentés sur la Figure C.2.



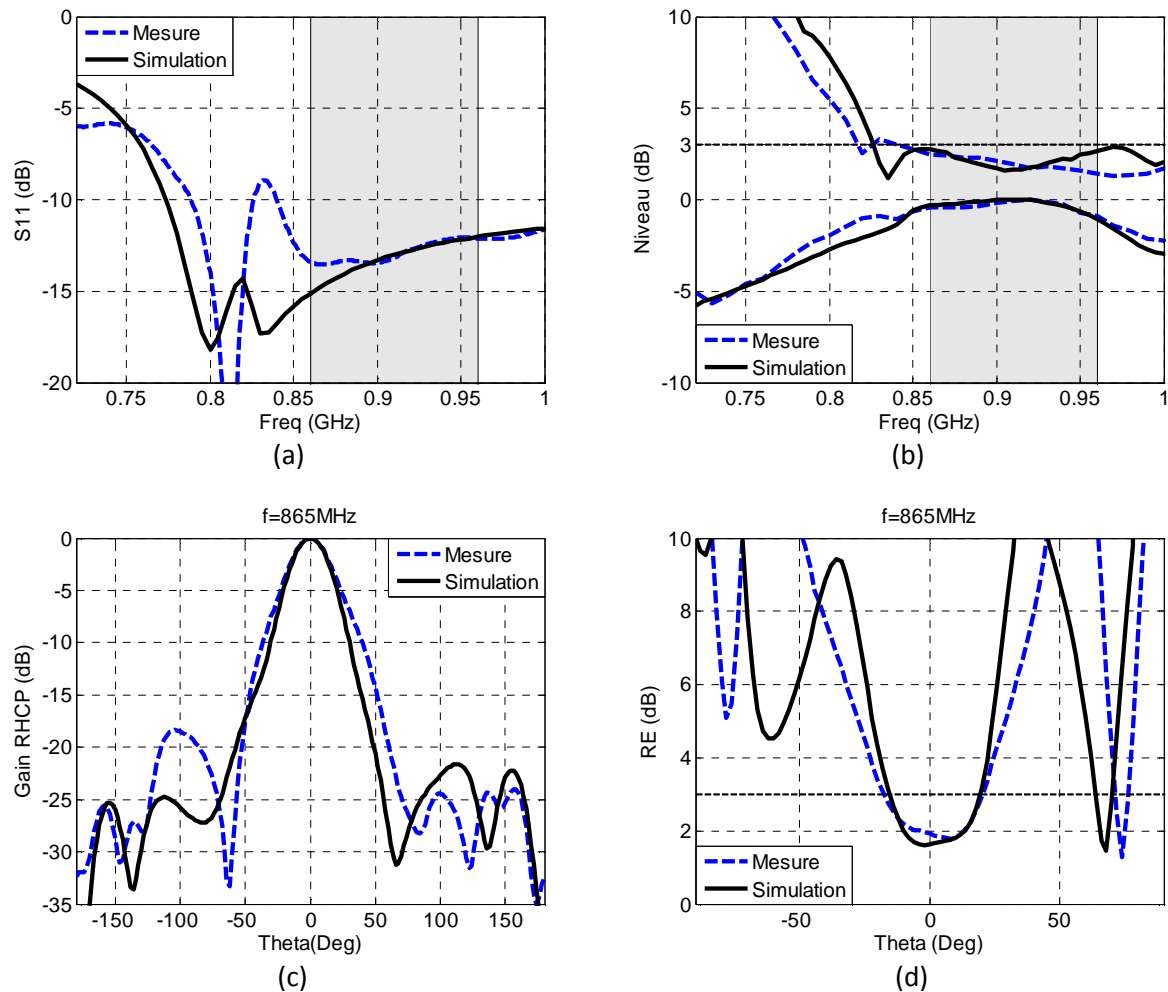


Figure C.2 Comparaison des résultats de mesure et simulation, module du coefficient de réflexion (a), Gain et RE en fonction de la fréquence (b), Diagrammes de rayonnements normalisés en gain et en RE à 910MHz (c) et (d)

Sur la Figure C.2 (a), le module du coefficient de réflexion mesuré et simulé sont comparés. Nous observons une bonne corrélation entre les deux courbes et l'antenne est adaptée pour un fonctionnement en bande UHF. La Figure C.2 (b) compare les performances en fonction de la fréquence. Nous remarquons une très bonne concordance entre la simulation et la mesure. Le gain présente une stabilité dans la bande UHF et le RE est inférieur à 3dB dans toute la bande garantissant ainsi une bonne qualité de polarisation circulaire. Les figures C.2(c) et C.2(d) présentent la comparaison des diagrammes de rayonnements mesurés et simulés en gain et en RE respectivement. Il y a une bonne corrélation entre les résultats expérimentaux et numériques, que ce soit en gain ou en RE. L'ouverture à mi-puissance mesurée est de  $33^\circ$  soit une différence de  $1^\circ$  avec la simulation. Le niveau des lobes secondaires est inférieur à 18dB.

La Figure C.3 présente les diagrammes de rayonnements mesurés à différentes fréquences de la bande UHF (860MHz-910MHz-960MHz).

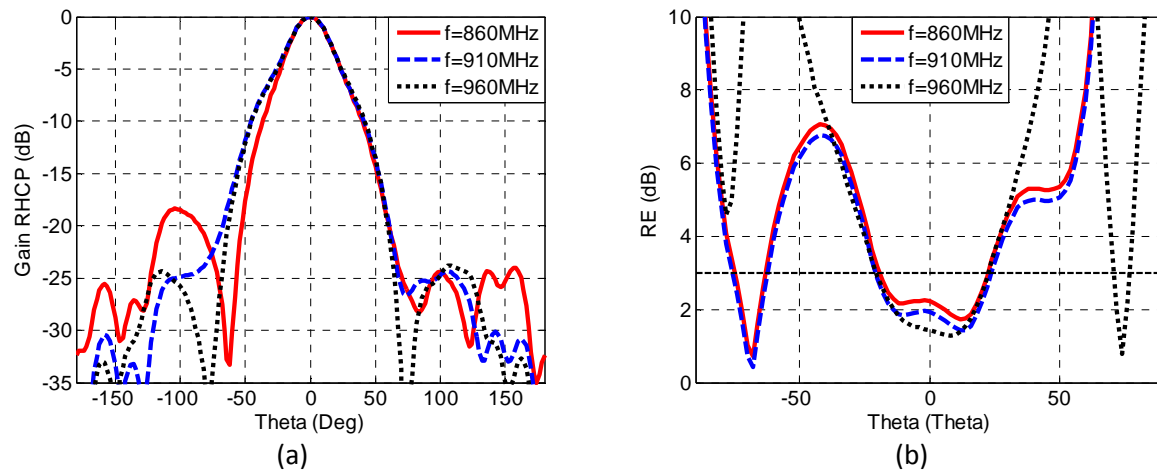


Figure C.3 Diagramme de rayonnement mesuré à différentes fréquences de la bande UHF, (a) Gain RHCP, (b) rapport d'ellipticité

Les diagrammes de rayonnement sont quasiment identiques dans toute la bande UHF, avec une ouverture de  $33^\circ$ , un niveau de lobe secondaire inférieur à 16dB et un RE inférieur à 2,2dB. La mesure permet donc de valider le fonctionnement de l'antenne en bande UHF.



# Liste des travaux

## **Brevet international :**

**Titre :** ANTENNE HÉLICOÏDALE COMPACTE À POLARISATION CIRCULAIRE

**N° :** [WO 2013190532](#) (A2), FR 3003699

## **Communications internationales :**

N. Rimbault, A. Sharaiha, and S. Collardey, "Very low profile helix antenna feeding resonant cavity for ETC system," in *2014 16th International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics (ANTEM)*, 2014, pp. 1–2.

N. Rimbault, A. Sharaiha, and S. Collardey, "Very low profile high gain helix antenna with Fabry-Perot cavity for UHF RFID," in *2013 7th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, 2013, pp. 3228–3231.

N. Rimbault, A. Sharaiha, and S. Collardey, "High gain design of small axial mode helical antenna over a cylindrical cavity for RFID applications," in *2012 IEEE International Conference on RFID-Technologies and Applications (RFID-TA)*, 2012, pp. 433–436.

N. Rimbault, A. Sharaiha, and S. Collardey, "Low profile high gain helix antenna over a conical ground plane for UHF RFID applications," in *2012 15th International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics (ANTEM)*, 2012, pp. 1–3.

## **Communications nationales :**

N. Rimbault, A. Sharaiha, and S. Collardey, "Antenne hélice compacte à fort gain sur plan réflecteur conique pour application RFID," *18eme Journée Nationales Microondes, JNM 2013, 15-17 Mai 2016, Paris France*.

N. Rimbault, A. Sharaiha, and S. Collardey, " Antenne hélice miniature directive à cavité Fabry-Pérot pour applications RFID," *18eme Journée Nationales Microondes, JNM 2013, 15-17 Mai 2016, Paris France*.

N. Rimbault, A. Sharaiha, and S. Collardey, " Antenne hélice miniature directive à cavité Fabry-Pérot pour lecteur RFID," *Journées GDR-Ondes, 28-30 Octobre 2013, Dijon France*.



VU :

**Le Directeur de Thèse**

(Nom et Prénom)

VU :

**Le Responsable de l'École Doctorale**

**VU pour autorisation de soutenance**

**Rennes, le**

**Le Président de l'Université de Rennes 1**

**Guy CATHELINEAU**

**VU après soutenance pour autorisation de publication :**

**Le Président de Jury,**

(Nom et Prénom)







## Résumé

La technologie RFID (Radio Frequency Identification) prend une place de plus en plus importante dans la société d'aujourd'hui notamment dans des domaines aussi variés que la santé, la sécurité, la logistique... Le développement de cette technologie met en évidence de nouvelles contraintes comme la réduction des zones de lecture et la géo-localisation pour le stockage et le suivi de marchandises.

Dans ce contexte, la thèse s'est focalisée sur le développement d'antennes pour lecteur RFID dans le cadre du projet SPINNAKER piloté par TAGSYS RFID et soutenu par OSEO. L'objectif de cette étude est de concevoir des antennes compactes et directives à polarisation circulaire en bande UHF et SHF. L'antenne hélice présente toutes ces caractéristiques à l'exception de la hauteur, très importante dès que l'on souhaite obtenir des performances élevées surtout en gain. Dans ce manuscrit, trois solutions sont proposées pour réduire la hauteur de l'antenne hélice tout en répondant aux cahiers des charges. La première solution consiste à utiliser un réflecteur de forme cylindrique ou conique qui permet de réduire la hauteur d'une antenne hélice classique d'un facteur quatre pour atteindre  $0,9\lambda$ . La réduction de la hauteur se traduit par une augmentation de la surface autour de l'antenne avec une dimension latérale de  $2,3\lambda$ . La seconde solution consiste à utiliser l'antenne hélice avec une cavité Fabry-pérot. La hauteur du système antenne obtenue est de  $0,5\lambda$  avec un diamètre de  $2\lambda$ . La dernière solution développée dans la thèse introduit une surface CMA à la solution précédente qui permet de réduire la hauteur à  $0,25\lambda$ . Toutes les solutions proposées ont été validées expérimentalement.

**Mots clés :** Antenne hélice, réflecteur cylindrique et conique, cavité Fabry-Pérot, Conducteur Magnétique Artificiel, RFID.

## Abstract

Over the past 20 years, the RFID (Radio Frequency Identification) technology is having a huge expansion. Nowadays, it is frequently used in different areas as the health, the security and the logistic. A lot of researches are ongoing on this topic, especially in order to reduce the reading zone of the readers and to locate the tags.

This thesis focuses on the development of new antennas for Readers RFID devices and is part of the SPINNAKER project supported by OSEO. The antennas requirements are circular polarization, high directivity and gain with low profile.

The helix antennas meet all these requirements except the axial length. In this manuscript, we propose three solutions to reduce the helix antenna axial length. The first one uses a cylindrical or conical optimal reflector to reduce the length by four. This reduction affects directly the surface which increases up to  $2.3\lambda$ . The second solution uses the helix antenna as a circular polarization feed for a Fabry-Perot (FP) cavity. The final antenna presents a cavity height of  $0.5\lambda$  and a  $2\lambda$  diameter. The last solution conserves the FP cavity in which we include an Artificial Magnetic Conductor (AMC) to reduce the cavity height to  $0.25\lambda$ . All these solutions are validated by measurements.